

MEHDI BAGHLI OUSSAMA MERAD BOUDIA

**COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE  
TRIPHASE BASEE SUR L'APPROCHE DES  
MODES GLISSANTS AVEC OBSERVATEURS DE  
FLUX ET DE VITESSE**

Mémoire présenté  
à la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen  
pour l'obtention du diplôme de Master maîtrise Commande des machines  
pour l'obtention du grade de Master

DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE  
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE  
UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAID  
TLEMCEM

2013

# Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- A mes parents, pour leur soutien inconditionnel, leurs encouragements, et bien sur pour m'avoir permis de réaliser les études dans les meilleures conditions ;
- A tous les membres de ma famille, et tout particulièrement à mes deux sœurs.
- A tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de loin à obtenir un jour un master en électrotechnique. Et bien sur à mes collègues : Ilyes, Djamel, Brahim, Bader, Benali, Abderrezack, Abdelkrim, sans oublié Sarra et Wissem.
- A tous mes professeurs qu'il m'ont appris durant toutes mes années d'étude, et particulièrement Mr Mchernene, Mr Baghli et Mr Meliani.
- A tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux et je ne sais pas qui choisir.
- A tous mes collègues sans exception et à toutes les promos 2013 surtout d'électrotechnique.
- Enfin, à tous les martyrs de la lutte de libération nationale qui par leur sacrifice ont permis à nos générations d'accéder à la liberté et à la science.

Mehdi Baghli  
Tlemcen, juin 2013

# Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- A mes parents, pour leur soutien inconditionnel, leurs encouragements, et bien sur pour m’avoir permis de réaliser les études dans les meilleures conditions ;
- A tous les membres de ma famille, et tout particulièrement à mes deux sœurs.
- A tous les enseignants qui m’ont aidé de près ou de loin à obtenir un jour un master en électrotechnique. Et bien sur à mes collègues : Ilyes, Djamel, Brahim, Bader, Benali, Abderrezack, Abdelkrim, Wissem et à toute la promo d’ELT.
- A tous ceux que j’aime et qui m’aiment et spécialement à Wassila.
- A tous mes professeurs qu’il m’ont appris durant toutes mes années d’étude, et particulièrement Mr Mchernene, Mr Baghli et Mr Meliani.
- Enfin, à tous les martyrs de la lutte de libération nationale qui par leur sacrifice ont permis à nos générations d’accéder à la liberté et à la science.

Oussama Merad Boudia  
Tlemcen, juin 2013

# Remerciements

On tient d'abord à exprimer notre sincère gratitude à Monsieur CHERKI, Professeur à la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen pour avoir accepté de présider et d'honorer sa présence le jury de soutenance du présent mémoire. Qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre respect.

On souhaite remercier vivement pour l'intérêt qu'ils ont témoigné à l'égard de ce travail par leurs nombreuses et enrichissantes remarques et observations. Enfin pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce mémoire au titre de membre du jury :

- Monsieur Meliani Sidi Mohamed, Maitre de conférences à la Faculté de Technologie de Tlemcen,

- Monsieur Benhbib Choukri, Maitre Assistant à la Faculté de Technologie de Tlemcen,

- Qu'il nous soit permis d'exprimer notre profonde gratitude à Monsieur Mchernene Abdelkader, Maitre Assistant à la Faculté de Technologie de Tlemcen, pour avoir proposé, suivi et dirigé ce travail, mais également pour sa disponibilité, et pour le respect dont nous fummes témoins. Nous le remercions pour nous avoir fait profiter de son expérience de chercheur, pour ses orientations constructives et ses encouragements qui nous ont été précieux, et nous ont permis de mener à bien ce travail.

On le remercie tout simplement pour sa sympathie et ses précieuses qualités humaines. Enfin on tient à remercier nos camarades de promotion pour les nombreuses discussions que nous avons eues, l'ensemble du personnel et des enseignants du département de génie électrique de la Faculté de Technologie.

Oussama Merad Boudia  
Mehdi Baghli  
Tlemcen, juin 2013

# Table des matières

Table des matières	vii
Liste des tableaux	viii
Liste des figures	xi
<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>1</b>
<b>1 MODELISATION DU MAS ET DE SON CONVERTISSEUR</b>	<b>4</b>
1.1 Introduction . . . . .	4
1.2 Présentation du moteur asynchrone triphasée . . . . .	5
1.2.1 Description du moteur asynchrone à cage . . . . .	5
1.2.2 Avantages du moteur asynchrone à cage . . . . .	5
1.2.3 Principe de fonctionnement . . . . .	6
1.2.4 Etat de l'art des différentes commandes du moteur asynchrone . . . . .	6
1.2.5 Structure d'un entraînement à vitesse variable pour moteur asynchrone . . . . .	7
1.3 Modélisation de la machine asynchrone . . . . .	8
1.3.1 Hypothèses simplificatrices . . . . .	8
1.3.2 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (A,B,C) . . . . .	9
1.3.3 Transformation triphasé - diphasé . . . . .	11
1.3.4 Equations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q) . . . . .	13
1.3.5 Définition des différents référentiels . . . . .	16
1.3.6 Représentation d'état du système . . . . .	17
1.4 Modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande . . . . .	18
1.4.1 Convertisseur continu - alternatif . . . . .	18
1.4.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) . . . . .	20
1.5 Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur asynchrone . . . . .	24
1.5.1 Résultats des simulations . . . . .	24
1.5.2 Interprétations . . . . .	27
1.6 Simulation de l'association onduleur-MAS . . . . .	27
1.6.1 Résultats des simulations . . . . .	27
1.6.2 Interprétations . . . . .	30

1.7	Conclusion . . . . .	30
<b>2</b>	<b>CONTROLE VECTORIEL PAR FOC DU MAS</b>	<b>32</b>
2.1	Introduction . . . . .	32
2.2	Problèmes posés par le moteur asynchrone . . . . .	33
2.3	Principe de l'orientation du flux rotorique . . . . .	33
2.4	Découplage entrée-sortie . . . . .	36
2.4.1	Nécessité du découplage . . . . .	37
2.4.2	Découplage par compensation . . . . .	38
2.5	Théorie du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique . . . . .	39
2.5.1	Commande vectorielle indirecte . . . . .	40
2.5.2	Commande vectorielle directe . . . . .	40
2.6	Limites de la commande vectorielle à flux rotorique orienté . . . . .	42
2.7	Structure d'une commande vectorielle directe . . . . .	42
2.8	Synthèse des différents régulateurs . . . . .	44
2.8.1	Régulateurs PI de courant . . . . .	44
2.8.2	Régulateur PI de vitesse . . . . .	46
2.8.3	Régulateurs PI de flux . . . . .	47
2.9	Simulations de la commande vectorielle directe . . . . .	48
2.9.1	Profils de poursuite, régulation et robustesse . . . . .	48
2.9.2	Résultats des simulations . . . . .	48
2.9.3	Interprétations . . . . .	53
2.10	Conclusion . . . . .	53
<b>3</b>	<b>COMMANDE VSS PAR MODE DE GLISSEMENT DU MAS</b>	<b>55</b>
3.1	Introduction . . . . .	55
3.2	Systèmes à structures variables . . . . .	56
3.3	Théorie des Modes glissants . . . . .	57
3.3.1	Les modes de la trajectoire dans le plan de phase . . . . .	58
3.4	Conception de la commande par mode de glissement . . . . .	59
3.4.1	Choix de la surface de glissement . . . . .	59
3.4.2	Conditions de convergence . . . . .	61
3.4.3	Calcul de la commande . . . . .	62
3.5	Le phénomène de chattering . . . . .	65
3.5.1	Réduction du phénomène de "chattering" par l'emploi de commandes discontinues évoluées . . . . .	65
3.6	Application de la commande par mode de glissement à la MAS . . . . .	67
3.7	Simulations de la commande par mode de glissement . . . . .	69
3.7.1	Profils de poursuite, régulation et robustesse . . . . .	69
3.7.2	Résultats des simulations . . . . .	69
3.7.3	Interprétations . . . . .	74

3.8	Conclusion . . . . .	75
<b>4</b>	<b>COMMANDE SC AVEC OBS DE FLUX ET DE VITESSE</b>	<b>76</b>
4.1	Introduction . . . . .	76
4.2	Principe de l'observateur . . . . .	77
4.3	Différents types d'observateurs . . . . .	78
4.4	Etude de la CV sans capteur mécanique . . . . .	79
4.4.1	Modèle de la MAS dans le repère( $\alpha, \beta$ ) . . . . .	79
4.5	Estimation de flux avec observateur de Luenberger . . . . .	80
4.5.1	Observateur de Luenberger . . . . .	80
4.5.2	Détermination de la matrice de gain K . . . . .	80
4.5.3	Représentation d'état de l'observateur de Luenberger . . . . .	81
4.6	Estimation de vitesse avec observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation . . . . .	82
4.6.1	Représentation de l'observateur adaptatif . . . . .	82
4.6.2	Représentation d'état de l'observateur adaptatif . . . . .	82
4.7	Simulations des différentes commandes sans capteurs . . . . .	85
4.7.1	Résultats des simulations . . . . .	86
4.7.2	Interprétation des résultats . . . . .	95
4.8	Conclusion . . . . .	96
	<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>97</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>99</b>
	<b>ANNEXE</b>	<b>104</b>
	Annexe A . . . . .	104
	Annexe B . . . . .	106

# Liste des tableaux

1	Paramètres du moteur asynchrone utilisé . . . . .	104
2	Conditions de simulation . . . . .	105



# Table des figures

1.1	Représentation de la machine asynchrone et de ses composants . . . . .	5
1.2	Structure de l'alimentation du moteur asynchrone . . . . .	8
1.3	Représentation spatial des enroulements de la MAS . . . . .	9
1.4	Principe de la transformation de Park . . . . .	12
1.5	Structure d'un onduleur de tension triphasé . . . . .	19
1.6	Exemple de chronogramme d'une commande "sinus-triangle" . . . . .	22
1.7	Principe de la commande MLI sinus-triangle . . . . .	22
1.8	Principe de la commande MLI "sinus-triangle" triphasée . . . . .	23
1.9	Démarrage direct du MAS à vide . . . . .	25
1.10	Démarrage direct du MAS à vide avec application d'un échelon de couple $C_r = 10NM$ à $t = 0.6sec$ . . . . .	26
1.11	Démarrage direct du procédé [MAS+OND] à vide . . . . .	28
1.12	Démarrage direct du procédé [MAS+OND] à vide avec application d'un échelon de couple $C_r = 10NM$ à $t = 0.6sec$ . . . . .	29
2.1	Orientation du flux rotorique sur l'axe direct . . . . .	34
2.2	Influence des courants sur le flux et le couple . . . . .	36
2.3	Schéma de principe du découplage pour la MAS pour analogie avec la ma- chine à courant continu . . . . .	37
2.4	Principe du découplage par compensation statique . . . . .	39
2.5	Schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique . . . . .	41
2.6	Schéma de principe d'une commande vectorielle directe pour moteur asyn- chrone . . . . .	43
2.7	Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique . . . . .	45
2.8	Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation . . . . .	46
2.9	Schéma bloc de régulation du flux . . . . .	47
2.10	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation . . . . .	49
2.11	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge . . . . .	50

2.12	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application, suppression d'un couple de charge et variation de la résistance rotorique . . . . .	51
2.13	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, avec application d'un couple de charge et variations de la résistance rotorique de 1 à 1.8 fois sa valeur nominale . . . . .	52
3.1	Trajectoires de $f^+$ et de $f^-$ pour le mode de glissement . . . . .	58
3.2	Les modes de trajectoire dans le plan de phase . . . . .	59
3.3	Linéarisation exacte de l'écart . . . . .	60
3.4	La valeur continue $u_{eq}$ prise par la commande lors de la commutation entre $u_{Max}$ et $u_{Min}$ . . . . .	63
3.5	Représentation de la fonction " SIGN " . . . . .	64
3.6	Fonction "SAT" . . . . .	66
3.7	Fonction "SMOOTH" . . . . .	66
3.8	Schéma de la structure de la commande par mode de glissement . . . . .	67
3.9	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation . . . . .	70
3.10	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge . . . . .	71
3.11	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application, suppression d'un couple de charge et variation de la résistance rotorique . . . . .	72
3.12	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application, suppression d'un couple de charge et variation de la résistance statorique . . . . .	73
3.13	Phénomène de broutement (chattering) à vide et en charge . . . . .	74
4.1	Schéma fonctionnel d'un observateur d'état . . . . .	77
4.2	Structure de l'observateur adaptatif . . . . .	82
4.3	Schéma fonctionnel bloc de l'observateur adaptatif . . . . .	84
4.4	CVD basé sur un observateur adaptatif . . . . .	84
4.5	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation . . . . .	86
4.6	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge . . . . .	87
4.7	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application, suppression d'un couple de charge, avec variation de la (a)résistance rotorique (b)résistance statorique . . . . .	88
4.8	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation . . . . .	89

4.9	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge . . . . .	90
4.10	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application, suppression d'un couple de charge, avec variation de la (a)résistance rotorique (b)résistance statorique . . . . .	91
4.11	Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation . . . . .	92
4.12	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge . . . . .	93
4.13	Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application, suppression d'un couple de charge, avec variation de la (a)résistance rotorique (b)résistance statorique . . . . .	94
14	Profils des consignes (a) de vitesse (b) du couple de charge . . . . .	105
15	Modèle du moteur asynchrone triphasé . . . . .	106
16	Modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec commande MLI sinus-triangle . . . . .	106
17	Modèle du moteur asynchrone + commande vectorielle directe . . . . .	107
18	Détail du bloc DFOC . . . . .	107

# Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous,

Symboles	Significations	Unités
$R_S$	Resistance de l'enroulement statorique	$\Omega$
$R_r$	Resistance de l'enroulement rotorique	$\Omega$
$L_{rr}$	Inductance cyclique rotorique par phase	$H$
$L_{SS}$	Inductance cyclique statorique par phase	$H$
$L_S$	Inductance propre d'une phase statorique	$H$
$L_r$	Inductance propre d'une phase rotorique	$H$
$m_S$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	$H$
$m_r$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	$H$
$m_{Sr}$	Inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotoriques	$H$
$M_{Sr}$	Inductance mutuelle cyclique	$H$
$p$	Nombre de paires de pôles	
$J$	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	$kg.m^2$
$f_v$	Coefficient de frottement visqueux	$N.s/rad$
$T_S, T_r$	Constante de temps statorique et rotorique	$S$
$\lambda$	Coefficient de dispersion de Blondel	
$\theta_S$	Position angulaire du stator	$Rad$
$\theta_r$	Position angulaire du rotor	$Rad$
$\theta$	Position du stator par rapport au rotor	$Rad$
$N_S$	Vitesse de synchronisme	$tr/mn$
$\Omega$	Pulsation (vitesse) mécanique	$rad/s$
$\Omega_S$	Pulsation (vitesse) de synchronisme	$rad/s$
$\omega_S$	Pulsation statorique	$rad/s$
$\omega_r$	Pulsation rotorique	$rad/s$
$\omega_g$	Pulsation de glissement	$rad/s$
$e$	Erreur	
$u$	Loi de commande	

$U_{CC}$	Tension continue appliquée à l'onduleur	$V$
$I$	Courant statorique de ligne	$A$
$f$	Fréquence	$Hz$
$\phi$	Flux	$Wb$
$v, V$	Tension	$V$
$P$	Puissance	$W$
$C_{em}$	Couple électromagnétique	$N.m$
$C_r$	Couple résistant (Couple de charge)	$N.m$
$d_e, d_U$	dérivée de l'Erreur, absolue et normalisée	$rad/s^2$
$d_u, d_U$	Incrément de la sortie (loi de commande), absolue et normalisée	
$A(x)$	Fonction (degré) d'appartenance	
$K_{id}, K_{pd}$	Coefficients PI du régulateur du courant d'axe d	
$K_{iq}, K_{pq}$	Coefficients PI du régulateur du courant d'axe q	
$K_{iw}, K_{pw}$	Coefficients PI des régulateurs de vitesse PI	
$K_{i\phi}, K_{p\phi}$	Coefficients PI des régulateurs de vitesse PI	
$[P]$	Matrice de transformation de PARK	
$[C]$	Matrice de CLARKE	
$V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}$	Tension entre phases et neutre fictif	$V$
$U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}$	Tension entre phases en sortie de l'onduleur	$V$
$S_A, S_B, S_C$	Signaux de commande des bras de l'onduleur	
$s$	Operateur de Laplace	
$T_Z$	Période d'échantillonnage	$S$
$T$	Période de commutation de l'onduleur	$S$
$\omega_n$	Pulsation propre	$rad/s$
$A$	Matrice d'état	
$B$	Matrice de commande	
$C$	Matrice d'observation	
$X$	L'entrée de système	
$Y$	La sortie de système	
$X_{SA}, X_{SB}, X_{SC}$	Grandeurs statoriques dans le repère $(A_S, B_S, C_S)$ fixé au stator	
$X_{ra}, X_{rb}, X_{rc}$	Grandeurs rotoriques dans le repère $(a_r, b_r, c_r)$ fixé au rotor	
$X_{Sd}$	Grandeur statorique d'axe d	
$X_{Sq}$	Grandeur statorique d'axe q	
$X_{rd}$	Grandeur rotorique d'axe d	
$X_{rq}$	Grandeur statorique d'axe q	
$x^*, X^*$	Grandeurs de références ou de consignes	

# Glossaire

MAS	Machine asynchrone
MCC	Machine à courant continu
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
SVM	Space vector modulation
DFOC	Direct field oriented control
CVD	Commande vectorielle direct
SC	Sans capteur
PI	Proportionnel intégrale
VSS	Système à structure variable
MC	Mode de convergence
MG	Mode de glissement
MRP	Mode de régime permanent
RMG	Régulateur de mode glissant
OBS	Observateur
OA	Observateur adaptatif

# INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques sont au cœur de toutes dynamiques qu'elles soient électriques ou mécaniques. Elles représentent le nerf de toute l'industrie. Les chercheurs et les industriels n'ont cessé d'améliorer leur rendement, d'augmenter leur robustesse et de diminuer leur coût et leur poids.

L'objectif principal de la commande des machines est de pouvoir en obtenir un comportement à vitesse variable et un contrôle rapide du couple. Le couple est créé suite à l'interaction entre un flux magnétique et un courant électrique. Les machines à courant continu présentent l'avantage d'une commande facile en raison du découplage naturel qui existe entre le couple et le flux. Pour obtenir de hautes performances dynamiques, il suffit de maintenir le flux à son niveau nominal et de régler le courant pour l'obtention du couple désiré. Cependant la présence du dispositif balais-collecteur est un inconvénient majeur, ce commutateur mécanique fragilise la machine et rend son entretien coûteux. Face à ces inconvénients la machine asynchrone présente des avantages dynamiques attirants. De part sa construction (absence du système balais - collecteur), la machine asynchrone est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Malheureusement, vue sa construction dynamique linéaire et les complications intrinsèques à son couple et son flux fortement couplés, sa commande se présente difficile et complexe.

Dans les années 70, la commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control :FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre le couple et le flux, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui de la machine à courant continu.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres).

Afin de remédier aux inconvénients cités ci avant, on fait appel à une commande dite par mode de glissement ou à structure variable qui constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire. L'approche non-linéaire par modes glissant est un outil puissant et efficace pouvant doter la machine asynchrone de hautes performances.

Cette technique est basée sur une commande discontinue qui force l'état du système à atteindre une surface de glissement dans une première étape, puis dans une deuxième étape, à le faire glisser sur cette même surface vers un point d'équilibre. Elle a l'avantage d'être insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques, tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Ensuite, deux observateurs seront synthétisés, le premier du flux et le deuxième de vitesse pour estimer le module et la position de ces derniers basé sur l'approche du mode glissant. Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût. Le moteur est déjà installé dans son milieu d'utilisation et bien souvent il n'y a pas matériellement de place pour ajouter un capteur de vitesse sur l'axe du rotor. De plus, le capteur mécanique peut représenter une perte de fiabilité pour la commande du moteur. C'est donc tout logiquement que le contrôle du moteur à induction sans capteur mécanique exige une attention particulière de la part de nombreux industriels désireux d'équiper le parc moteur à induction déjà en place.

### ***Objectif du projet :***

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation Matlab des performances de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone et la commande par mode glissant. Afin, deux observateurs non linéaire, Luenberger pour le flux et adaptatif pour la vitesse seront synthétisés dans le but d'estimer le module, la position du flux rotorique et la vitesse de rotation du moteur.

### ***Structure du document :***

Ce présent travail s'articule autour des quatre chapitres suivants :

Dans le premier chapitre nous présenterons la modélisation de la machine avec l'association machine-onduleur de tension à sinus-triangle, en utilisant la transformation de PARK, pour obtenir un modèle biphasé plus simple. La simulation en boucle ouverte sous Matlab nous permet de voir les caractéristiques du moteur et les contraintes en courant et en couple.

Dans le deuxième chapitre on abordera l'étude de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (DFOC), cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MAS. Avec un découplage entre le flux et le couple, les résultats de simulation avec des régulateurs classiques PI seront présentés.



Dans le troisième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande par mode glissant. Les principes et la théorie du contrôle par l'approche des modes glissants seront exposés et appliqués à la commande du moteur asynchrone, des solutions pour réduire le phénomène de broutement (chattering) seront présentées et discutées.

Dans le dernier chapitre, on présentera la commande vectorielle directe avec observateur adaptatif de flux (Luenberger), puis l'introduction d'un mécanisme d'adaptation de vitesse de rotation à l'observateur pour les deux commandes CVD et SVC. Les performances statique et dynamique des deux commandes sont illustrées par des résultats de simulation. Enfin, on conclura en établissant une synthèse du travail réalisé, en indiquant les perspectives qui peuvent être envisagées.

# Chapitre 1

## MODELISATION DU MAS ET DE SON CONVERTISSEUR

### 1.1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation. La modélisation, consiste à mettre en équation les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération il est nécessaire de garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires, sinon notre système devient complexe et demande un moyen de calcul très important. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien qu'en régime statique qu'en régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur lesquelles se basera notre étude [CAR 95].

Ce chapitre sera l'objectif d'une étude de modélisation de la machine asynchrone, commençant par des généralités sur la MAS(machine asynchrone), puis on passe au développement du modèle de la MAS à partir des équations générales , suivit par la transformation de PARK et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation d'état du modèle. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en MLI sinus-triangle.

Une série de simulations réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée, non seulement dans le but de vérifier les performances de l'association convertisseur-moteur asynchrone sous différentes conditions et de valider les modèles obtenus, mais aussi en vue de leur emploi pour valider les stratégies de commande développées dans les chapitres suivants.

## 1.2 Présentation du moteur asynchrone triphasé

### 1.2.1 Description du moteur asynchrone à cage

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction est un convertisseur électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique.

La machine asynchrone à cage est constituée de deux armatures : une armature fixe dite stator et une autre mobile dite rotor. Au même titre, le stator, aussi bien que le rotor contient trois enroulements identiques séparés par un angle de  $120^\circ$ . Les phases statoriques et rotoriques sont séparées par un angle électrique  $\theta$ . Chaque phase, statorique ou rotorique est représentée par une bobine diamétrale.

Le stator est alimenté soit par une source de tension sinusoïdale ou par un onduleur de tension ou de courant. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur des quelles sont bobinées par trois enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau en court-circuit.

La figure 1.1 présente la machine asynchrone et ses principales composantes :

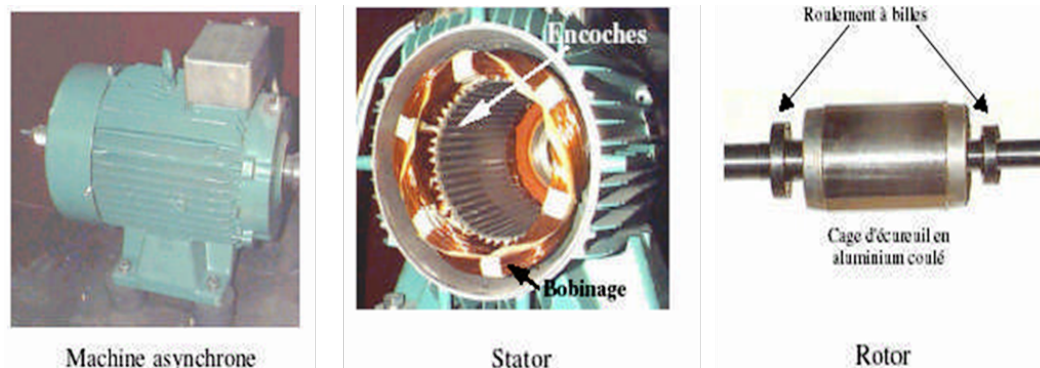


FIGURE 1.1 – Représentation de la machine asynchrone et de ses composants

### 1.2.2 Avantages du moteur asynchrone à cage

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable et économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation [BUC 01].

### 1.2.3 Principe de fonctionnement

Admettons qu'un stator formé de trois bobines avec des axes décalées de  $120^\circ$  et alimentées par un réseau triphasé équilibré, crée dans l'entrefer du moteur un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.1)$$

Un rotor en court circuit, balayé par ce champ tournant, est traversé par des courants induits. Le rotor donc soumis à des forces électromagnétiques de Laplace, l'ensemble des ces forces crée un couple moteur qui entraîne le rotor en rotation. Le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais sa vitesse de rotation est nécessairement inférieure à celle du champ tournant ( $\Omega_s > \Omega_r$ ).

La vitesse relative de l'onde par rapport au stator est donnée par  $\Omega = \Omega_s - \Omega_r$ .

Avec :

$$\Omega_s = 2 \cdot \pi \cdot N_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} = \frac{\omega_s}{p} \quad (1.2)$$

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (1.3)$$

$\Omega$  : Vitesse angulaire du champ magnétique

$N_s$  : Fréquence de synchronisme du champ tournant

$\Omega_s$  : Vitesse angulaire du stator

$\Omega_r$  : Vitesse angulaire du rotor

$p$  : Nombre de paires de pôles.

En effet, si les deux fréquences de rotation étaient égales, il n'y aurait plus création de courant induits dans le rotor et donc plus de couple moteur, ceci résulte de la loi de Lenz qui énonce que la f.e.m induite s'oppose toujours par ses effets à la cause qui lui donne naissance [FOD 08].

### 1.2.4 Etat de l'art des différentes commandes du moteur asynchrone

Cette partie traite plusieurs commandes utilisées dont :

**Commande scalaire :** Pour garantir la variation de la vitesse de la machine asynchrone sur toute la plage de fréquence, les industriels ont utilisé la loi  $(U/f)$  constante. Cette technique est facile d'implantation, moins coûteuse donnant aussi des performances statiques

acceptables. Elle est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne précision dans la réponse de la vitesse et du couple suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent. Le flux statorique et le couple ne sont pas directement commandés et les paramètres des machines alternatives doivent être correctement identifiés. La précision de la vitesse est faible et la réponse dynamique est lente. [MER 08]

**Commande vectorielle :** Proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courants alternatifs d'avoir un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines à outils, la traction électrique.

**Commande directe du couple(DTC) :** Proposée par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel, cette stratégie de commande n'a pas besoin de capteur de position, et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple. L'objectif de la DTC est d'optimiser le contrôle des interrupteurs de l'onduleur pour assurer le découplage flux statorique-couple et ce même en régime de grandes variations. [MER 08]

**Commande à structures variables par mode glissant :** Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Ce n'est qu'à partir des années quatre vingt (au cour du développement de l'électronique de puissance et des calculateurs), que la commande des systèmes à structures variables par mode de glissement est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. Le contrôle par mode de glissement possède des avantages incontestables, tels que la robustesse vis-à-vis les variations des paramètres. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée à cause des oscillations produites par le phénomène de CHATTERING qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande [SED 12].

### 1.2.5 Structure d'un entraînement à vitesse variable pour moteur asynchrone

Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur statique placé entre le moteur et le réseau

industriel électrique, comme il est représenté dans la figure 1.2 .

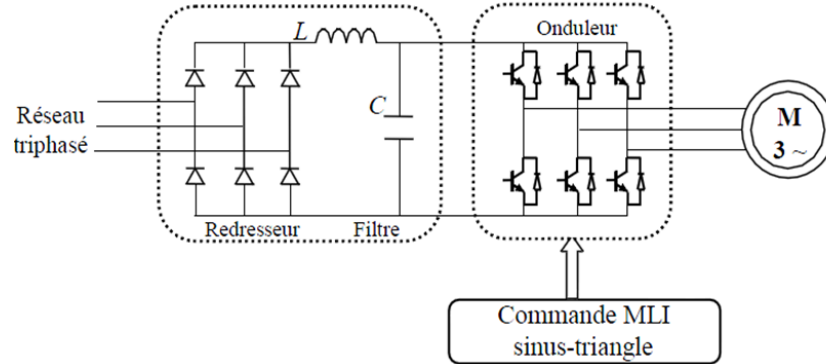


FIGURE 1.2 – Structure de l'alimentation du moteur asynchrone

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure 1.2, est constitué [BOS 01] :

- d'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- d'un filtre de type passe-bas.
- d'un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variable.

Les caractéristiques exigées du convertisseur statique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- Une source d'alimentation triphasée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante [MER 08], [MEC 08].

## 1.3 Modélisation de la machine asynchrone

### 1.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser le moteur nous nous appuyeront sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées dans la littérature scientifique. Ainsi les bobinages du stator et du rotor sont triphasés et ont  $p$  paires de pôles, si le rotor est à cage d'écureuil, nous l'assimilerons pour l'étude à un rotor bobiné. Pour cette mise en équation [BAG 04] :

- Nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons la saturation du circuit magnétique, le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que [BAG 04] :

- Les flux sont additifs,
- les inductances propres sont constantes,
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétique.

### 1.3.2 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (A,B,C)

La figure 1.3 montre la structure principale de la machine asynchrone triphasée. Elle comporte trois enroulements statoriques et trois enroulements rotoriques, l'angle  $\theta$  repère la position de la phase rotorique ( $Oa_r$ ) par rapport à celle de la phase statorique ( $OA_s$ ).

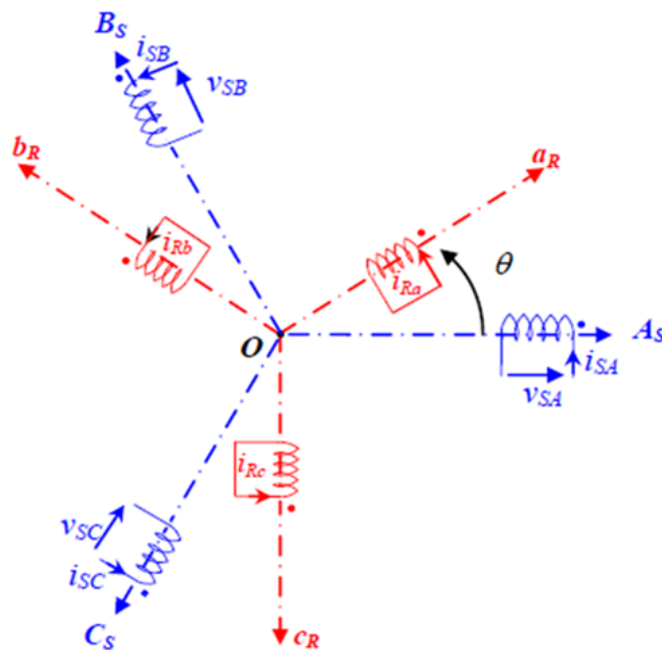


FIGURE 1.3 – Représentation spatial des enroulements de la MAS

## Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques se présentent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_{SABC}] = [R_S] \cdot [i_{SABC}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{SABC}] \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{rabc}] \end{cases} \quad (1.4)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$[V_{SABC}] = [V_{SA} \ V_{SB} \ V_{SC}]^T$  : Vecteur de tension statorique.

$[V_{rabc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$  : Vecteur de tension rotorique.

$[I_{SABC}] = [i_{SA} \ i_{SB} \ i_{SC}]^T$  : Vecteur de courant statorique.

$[I_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$  : Vecteur de courant rotorique.

$[\phi_{SABC}] = [\phi_{SA} \ \phi_{SB} \ \phi_{SC}]^T$  : Vecteur du flux statorique.

$[\phi_{rabc}] = [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$  : Vecteur du flux rotorique.

$R_S, R_r$  : Les résistances statorique et rotorique par phase telle que :

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les variables statoriques étant indiquées avec les majuscules (A,B,C) et les variables rotoriques avec les minuscules (a,b,c).

## Equations magnétiques

Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} [\phi_{SABC}] = [L_{SS}] \cdot [i_{SABC}] + [M_{Sr}] \cdot [i_{rabc}] \\ [\phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [i_{rabc}] + [M_{rS}] \cdot [i_{SABC}] \end{cases} \quad (1.5)$$

Tels que :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_s & m_s & m_s \\ m_s & L_s & m_s \\ m_s & m_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & m_s & m_s \\ m_s & L_r & m_s \\ m_s & m_s & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{Sr}] = [M_{rS}]^T = m_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$



Avec :

$[L_{SS}]$  : Matrice des coefficients d'inductance statorique,

$[L_{rr}]$  : Matrice des coefficients d'inductance rotorique,

$[l_s]$  : Coefficient d'inductance propre d'une phase statorique,

$[m_s]$  : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$[l_r]$  : Coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique,

$[m_r]$  : Coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,

$[M_{Sr}]$  : Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du rotor sur le stator,

$[M_{rS}]$  : Matrice des coefficients d'inductance mutuelle du stator sur le rotor,

Le coefficient  $M_{Sr}$  représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phase rotorique et statorique.

En remplaçant les relations (1.4) dans (1.5) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_{SABC}] = [R_S] \cdot [i_{SABC}] + [L_{SS}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [i_{SABC}] + \frac{d}{dt} \cdot (M_{Sr} \cdot [i_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \cdot (M_{Sr} \cdot [i_{SABC}]) = [0] \end{cases} \quad (1.6)$$

### Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [i_{SABC}]^T \cdot \frac{d}{dt} \cdot [M_{Sr}] \cdot [i_{rabc}] \quad (1.7)$$

L'équation mécanique de la machine sera donnée comme suit :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_r \quad (1.8)$$

### 1.3.3 Transformation triphasé - diphasé

C'est le passage d'un système triphasé (A,B,C) vers un système biphasé ( $\alpha, \beta$ ). Deux méthodes sont possibles selon que l'on envisage le choix de [BAG 04] :

- La conservation de la puissance instantanée, la transformation obtenue est appelée "Transformation de Park modifié" (Concordia).
- La conservation de l'amplitude des courants, la transformation est alors désignée de "Transformation de Park initial" (Clark).

Nous nous sommes basés sur la transformation de Clark, mathématiquement la transformation est décrite par la relation matricielle suivante [BOU 11] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

Pour obtenir une matrice de passage carrée et donc inversible, on ajoute une composante  $x_0$  fictive [BEN 05] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Le choix de matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs (d,q) ( $I_{Sd}$ ,  $I_{Sq}$  que l'on verra par la suite) [BAG 99].

### Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (A,B,C) vers le repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) puis vers le repère (d,q). Le repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) est toujours fixe par rapport au repère (A,B,C), par contre le repère (d,q) est mobile. Il forme avec le repère fixe ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [BAK 09], [BAG 99].

La figure 1.4 montre le principe de la transformation de Park.

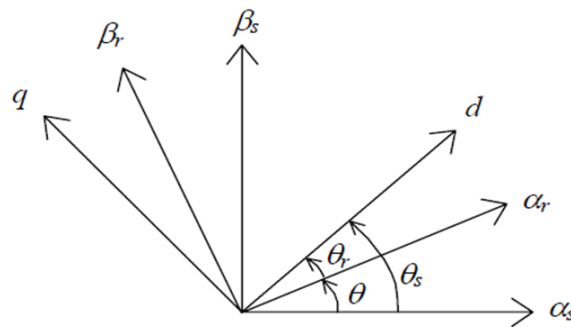


FIGURE 1.4 – Principe de la transformation de Park

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

De l'équation 1.12 on obtient :

$$[x_{dq0}] = [p(\theta)] \cdot [x_{ABC}] \quad (1.13)$$

Avec la matrice de Park initiale :

$$[p(\theta)] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

On a aussi la matrice de Park initiale inverse telle que :

$$[x_{ABC}] = [p(\theta)]^T \cdot [x_{dq0}] \quad (1.14)$$

avec :

$$[p(\theta)]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

### 1.3.4 Equations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q)

On détermine les équations des tensions et des flux dans le repère (d,q) en appliquant la transformation de Park aux relations (1.4) et (1.5), on obtient après calculs.

## Equations électriques

- stator

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\phi_{Sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\phi_{Sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \phi_{Sd} \end{cases} \quad (1.15)$$

- rotor

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (1.16)$$

## Equations magnétiques

- stator

$$\begin{cases} \phi_{Sd} = M_{Sr} \cdot i_{rd} + L_{SS} \cdot i_{Sd} \\ \phi_{Sq} = M_{Sr} \cdot i_{rq} + L_{SS} \cdot i_{Sq} \end{cases} \quad (1.17)$$

- rotor

$$\begin{cases} \phi_{rd} = M_{Sr} \cdot i_{Sd} + L_{rr} \cdot i_{rd} \\ \phi_{rq} = M_{Sr} \cdot i_{Sq} + L_{rr} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (1.18)$$

En définissant les coefficients :

$L_{SS} = l_S - m_S$  d'inductance cyclique statorique,

$L_{rr} = l_r - m_r$  d'inductance cyclique rotorique,

$M_{Sr} = \frac{3}{2} \cdot m_{Sr}$  d'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

## Equation mécanique

La transformation de Park conservant la puissance instantanée invariante, donc il est possible de déterminer son expression dans le référentiel (d,q). La puissance électrique peut être mise sous la forme suivante [MEC 08] :

$$P_{elec} = [V_{SABC}]^T \cdot [i_{SABC}] = [V_{Sdq0}]^T \cdot [i_{Sdq0}] \quad (1.19)$$

En développant le second membre, et en remplaçant les composantes directes et en quadrature par leurs expressions (1.15) et (1.16), on peut écrire :

$$P_{elec} = \frac{3}{2} \cdot [[R_S \cdot i_{Sd}^2 + R_S \cdot i_{Sq}^2] + [\frac{d\phi_{Sd}}{dt} \cdot i_{Sd} + \frac{d\phi_{Sq}}{dt} \cdot i_{Sq}] + [\frac{d\theta_S}{dt} \cdot (\phi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \phi_{Sq} \cdot i_{Sd})]] \quad (1.20)$$

Cette expression comporte trois termes qui représentent :

$[R_S \cdot i_{Sd}^2 + R_S \cdot i_{Sq}^2]$  : les pertes joules dissipées dans les enroulements fictifs d et q ;

$[\frac{d\phi_{Sd}}{dt} \cdot i_{Sd} + \frac{d\phi_{Sq}}{dt} \cdot i_{Sq}]$  : la puissance de nature électromagnétique stockée dans le champ magnétique, c'est donc une puissance réactive ;

$[\frac{d\theta_S}{dt} \cdot (\phi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \phi_{Sq} \cdot i_{Sd})]$  : la puissance électrique transformée en puissance mécanique, couramment appelée puissance électromagnétique  $P_{em}$ .

L'expression du couple électromagnétique peut être déterminée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_S} \quad (1.21)$$

Et sachant que :

$$\frac{d\theta_S}{dt} = \omega_S = p \cdot \Omega_S \quad (1.22)$$

Nous pouvons donc donner une première relation pour le couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\phi_{Sd} \cdot i_{Sq} - \phi_{Sq} \cdot i_{Sd}) \quad (1.23)$$

D'autres expressions peuvent être établies selon les variables choisies :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\phi_{rq} \cdot i_{rd} - \phi_{rd} \cdot i_{rq}) \quad (1.24)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot M_{Sr} \cdot (i_{Sq} \cdot i_{rd} - i_{Sd} \cdot i_{rq}) \quad (1.25)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{Sr}}{L_S} \cdot (\phi_{Sq} \cdot i_{rd} - \phi_{Sd} \cdot i_{rq}) \quad (1.26)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{Sq} - \phi_{rq} \cdot i_{Sd}) \quad (1.27)$$

C'est cette dernière expression que nous allons utiliser dans la commande vectorielle qui sera présentée par la suite.

Pour compléter le modèle nous pouvons ajouter la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation (1.8) :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \cdot \Omega + C_r \quad (1.28)$$

### 1.3.5 Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d,q qui dépend généralement des objectifs de l'application [FOD 08].

#### Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_S}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega \quad (1.29)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs statoriques.

#### Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_S}{dt} = \omega_S = \omega, \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (1.30)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotoriques.

#### Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_S}{dt} = \omega_S, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \frac{d\theta}{dt} = \omega_S - \omega_r \quad (1.31)$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S \cdot i_{Sd} + \frac{d\phi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S \cdot i_{Sq} + \frac{d\phi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \phi_{Sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (1.32)$$

Combinant ces équations avec les équations magnétiques (1.17) et (1.18), on obtient les relations électromagnétiques suivantes :

$$\begin{cases} V_{Sd} = (R_S + L_S \cdot \frac{d}{dt}) \cdot i_{Sd} + M_{Sr} \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - L_S \cdot \omega_S \cdot i_{Sq} - M_{Sr} \cdot \omega_S \cdot i_{rq} \\ V_{Sq} = (R_S + L_S \cdot \frac{d}{dt}) \cdot i_{Sq} + M_{Sr} \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + L_S \cdot \omega_S \cdot i_{Sd} + M_{Sr} \cdot \omega_S \cdot i_{rd} \\ V_{rd} = (R_S + L_S \cdot \frac{d}{dt}) \cdot i_{rd} + M_{Sr} \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} - L_S \cdot \omega_S \cdot i_{rq} - M_{Sr} \cdot \omega_S \cdot i_{Sq} = 0 \\ V_{rq} = (R_S + L_S \cdot \frac{d}{dt}) \cdot i_{rq} + M_{Sr} \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} + L_S \cdot \omega_S \cdot i_{rd} + M_{Sr} \cdot \omega_S \cdot i_{Sd} = 0 \end{cases} \quad (1.33)$$

C'est ce référentiel que l'on considérera par la suite, vu qu'il s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux que nous étudierons au chapitre suivant.

### 1.3.6 Représentation d'état du système

La représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statorique ( $V_{Sd}, V_{Sq}$ ) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant ( $C_r$ ) comme perturbation, les courants statoriques, les flux rotoriques ( $i_{Sd}, i_{Sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$ ) comme variables d'état et le référentiel choisi est celui du champ tournant. Après arrangement des équations (1.17), (1.18) et (1.33) il vient :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1.34)$$

$X = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T$  : Vecteur d'état,

$U = [V_{Sd} \ V_{Sq}]^T$  : Vecteur de commande,

Après tout les calculs fait précédemment on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}) & \omega_s & (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr} T_r}) & (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}}) \\ -\omega_s & -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}) & (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}}) & (\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr} T_r}) \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Et la matrice de commande est la suivante :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

En définissant les trois grandeurs caractéristiques  $T_S, T_r, \sigma$  [CAR95],[BAG11]

$T_S = \frac{L_S}{R_S}$  et  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Respectivement constantes de temps statorique et rotorique,  
 $\sigma = 1 - \frac{M_{Sr}}{L_r \cdot L_S}$  : Coefficient de dispersion de Blondel.

## 1.4 Modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur [CHE 01]. Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, où l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle sinus-triangle (MLI).

### 1.4.1 Convertisseur continu - alternatif

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et de valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Constitué de trois bras munis de diodes de récupérations. La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire ; lorsqu'un interrupteur conduit, l'autre est bloqué.

Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Dans ce travail on commande l'onduleur par la (MLI) de tension.



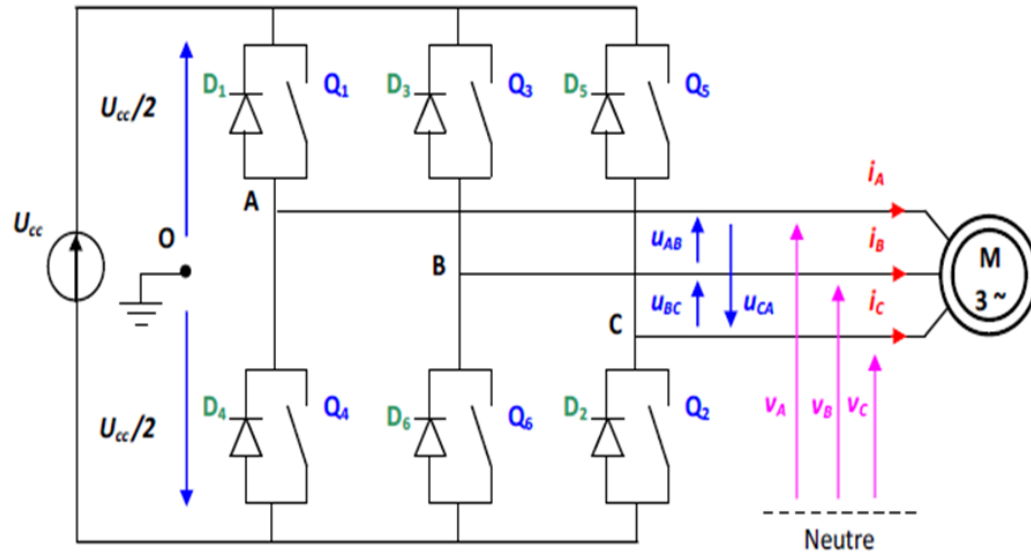


FIGURE 1.5 – Structure d'un onduleur de tension triphasé

- tensions composées :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ u_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ u_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases} \quad (1.37)$$

- tensions simples :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (1.38)$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A,B,C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation, soit :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (+2 \cdot v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} + 2 \cdot v_{BO} - v_{CO}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} - v_{BO} + 2 \cdot v_{CO}) \end{cases} \quad (1.39)$$

On obtient la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande  $S_i$ , avec ( $i=A,B,C$ ) et telle que :

- $S_i = +1 \Rightarrow$  interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert.
- $S_i = 0 \Rightarrow$  interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande " $S_A$ ", " $S_B$ ", " $S_C$ " qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés à l'aide de la stratégie de commande envisagée.

### 1.4.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe ; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

La méthode de contrôle par MLI consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de

tension sinusoïdal. La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importants à savoir [BAK 09] :

- Repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

### MLI vectorielle

Cette technique est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et du couple sont remarquables, c'est pour cela qu'elle est la plus utilisée par les chercheurs et industriels, elle permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur [REZ09].

Cette technique de MLI suit les principes suivants [MER08], [MEC12] :

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers  $T_z$  appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur  $T_z$  centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi -pont au centre et aux deux extrémités de la période.

### MLI sinus-triangle

- **Principe de la MLI sinus-triangle :**

La modulation sinus-triangle est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante de basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse de haute fréquence, de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation "sinus-triangle". Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [BOS 01]. Nous nous sommes intéressés dans notre étude à la technique d'origine analogique dite sinus triangle. Elle consiste à comparer entre :

- Une onde de référence, la modulante, de forme sinusoïdale et de fréquence  $f_m$ .
- Une onde de modulation, la porteuse, en général triangulaire, de haute fréquence  $f_p$ , tout en respectant l'inégalité sur les fréquences :  $f_p \gg f_m$  [MEC 08]

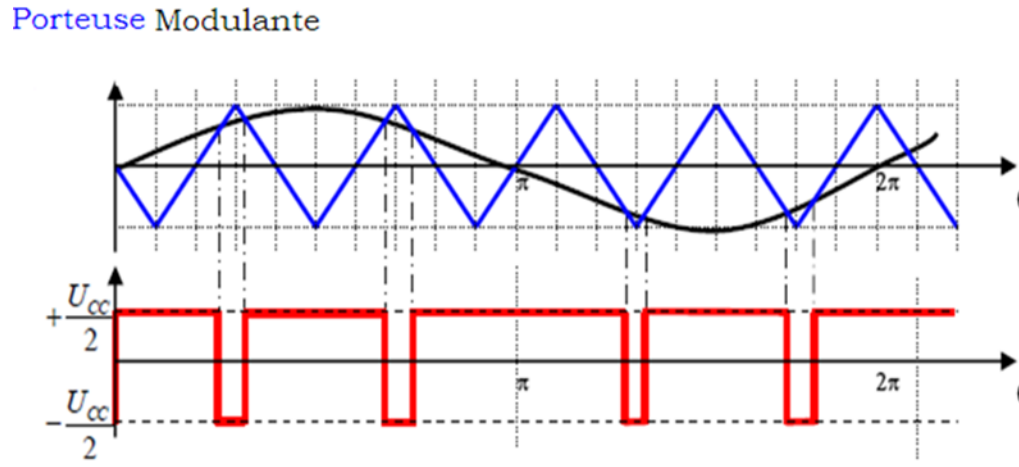


FIGURE 1.6 – Exemple de chronogramme d'une commande "sinus-triangle"

A chaque interaction des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux transistors constituant une phase d'onduleur qui produit le signal MLI figure 1.6.

La figure 1.7 montre le principe de la commande MLI sinus triangle.

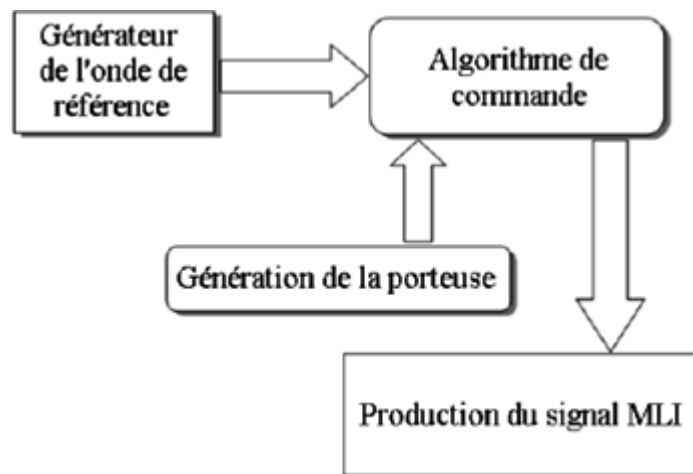


FIGURE 1.7 – Principe de la commande MLI sinus-triangle

Le réglage est réalisé par les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs ainsi que par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison que l'on peut expliciter par :

$$v_i = \begin{cases} +\frac{U_{cc}}{2} & \text{Si } (v_{mi} \geq v_p) \\ -\frac{U_{cc}}{2} & \text{Si } (v_{mi} < v_p) \end{cases} \quad (1.43)$$

$v_i$  et  $v_{mi}$  représentant respectivement les tensions délivrées par l'onduleur et les tensions modulantes des phases  $i$  : A, B, C.

La figure 1.8 représente un exemple de chronogramme pour une commande MLI sinus-triangle triphasée.

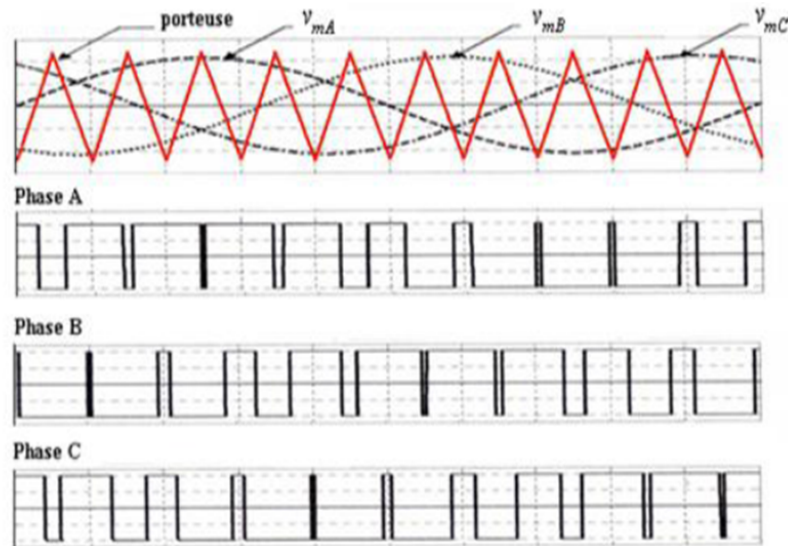


FIGURE 1.8 – Principe de la commande MLI "sinus-triangle" triphasée

- **Caractéristiques de la MLI sinus-triangle :**

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale :

**m** : l'indice de modulation qui est le rapport entre la fréquence de modulation (porteuse) et la fréquence de référence (modulante).

**r** : le coefficient de réglage de la tension, égal au rapport de l'amplitude de la tension de références et la valeur crête de l'onde de modulation (porteuse).

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad , \quad r = \frac{A_m}{A_p} \quad (1.44)$$

La technique de modulation vectorielle se diffère de la MLI Sinus-triangulaire par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_z$ . [SED 12]

- **Modèle de la MLI sinus-triangle triphasé :**

Le modèle de cette commande nécessite la production de trois signaux  $S_A, S_B, S_C$  de type MLI sinus-triangle décalés de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre.

On définit trois signaux sinusoïdaux de fréquence de référence  $f$  et d'amplitude  $V_r$  et une porteuse commune :

– Equations des modulatrices :

$$\begin{cases} v_{mA} = V_m \sin.(2.\Pi.f.t) \\ v_{mB} = V_m \sin.(2.\Pi.f.t - \frac{2.\Pi}{3}) \\ v_{mC} = V_m \sin.(2.\Pi.f.t - \frac{4.\Pi}{3}) \end{cases} \quad (1.45)$$

– Equation de la porteuse :

$$\begin{cases} v_p = V_p.(-1 + 4 \cdot \frac{t}{T_p}) & \text{Si } t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ v_p = V_p.(3 - 4 \cdot \frac{t}{T_p}) & \text{Si } t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases} \quad (1.46)$$

– Etats des interrupteurs :

$$S_i = \begin{cases} +1 & \text{Si } (v_{mi} - v_p) \geq 0 \\ -1 & \text{Si } (v_{mi} - v_p) < 0 \end{cases} \quad (1.47)$$

On trouvera dans l'annexe B un modèle de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux équipé d'une commande MLI sinus-triangle, défini à partir des équations précédentes et à implanter dans l'environnement MATLAB-SIMULINK.

## 1.5 Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur asynchrone

### 1.5.1 Résultats des simulations

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion sinus-triangle qui sera considéré par la suite.

Les courbes obtenues (figures 1.9 et 1.10) illustrent l'évolution des grandeurs suivantes : vitesse, courant de ligne, couple électromagnétique, les flux et courants statoriques direct et de quadrature. Le démarrage à vide et sous tension nominale permet un établissement rapide de la vitesse et un couple électromagnétique instantané. L'application d'une charge introduit une chute de vitesse.

Les conditions de simulations sont citées dans l'annexe A.

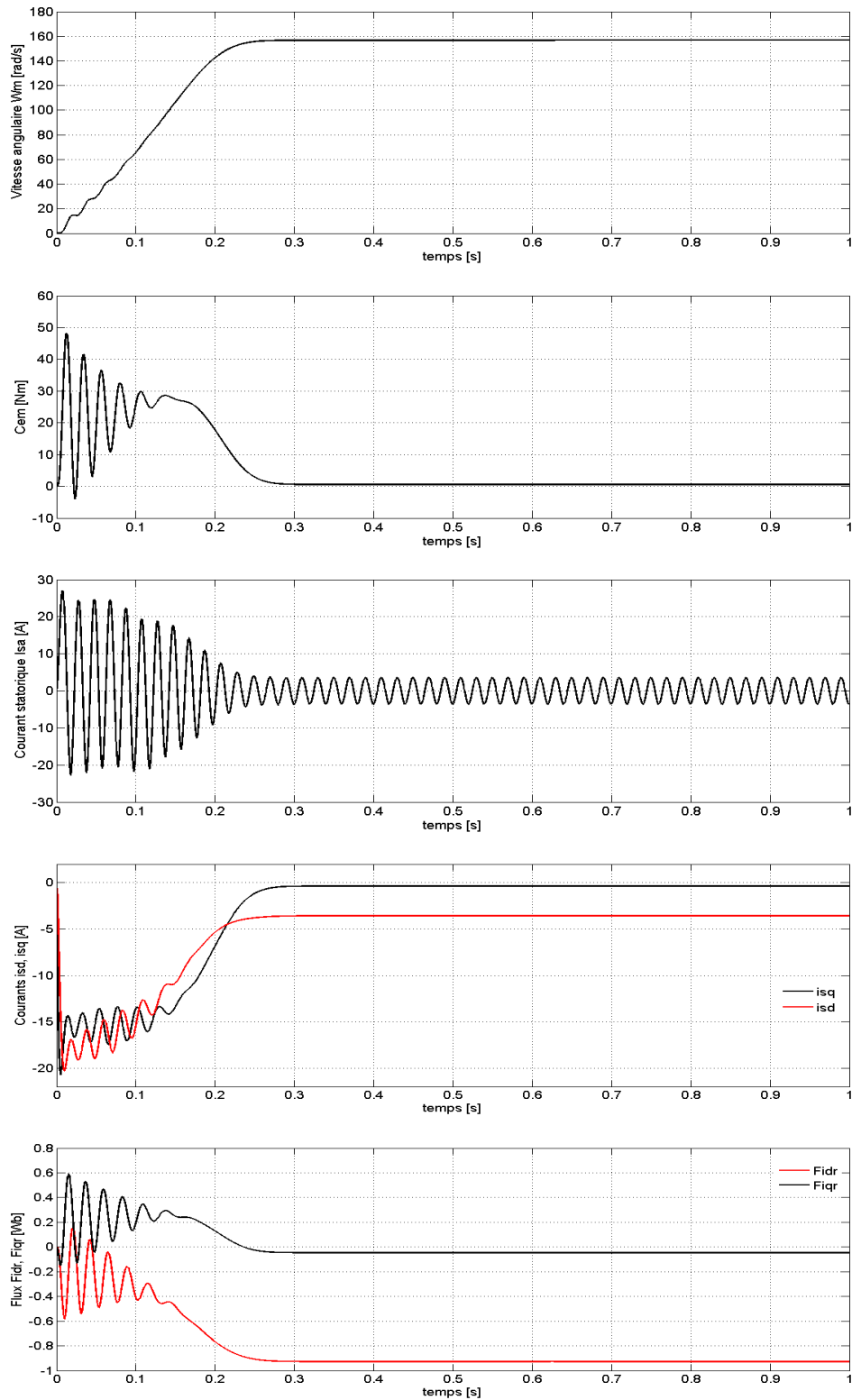


FIGURE 1.9 – Démarrage direct du MAS à vide

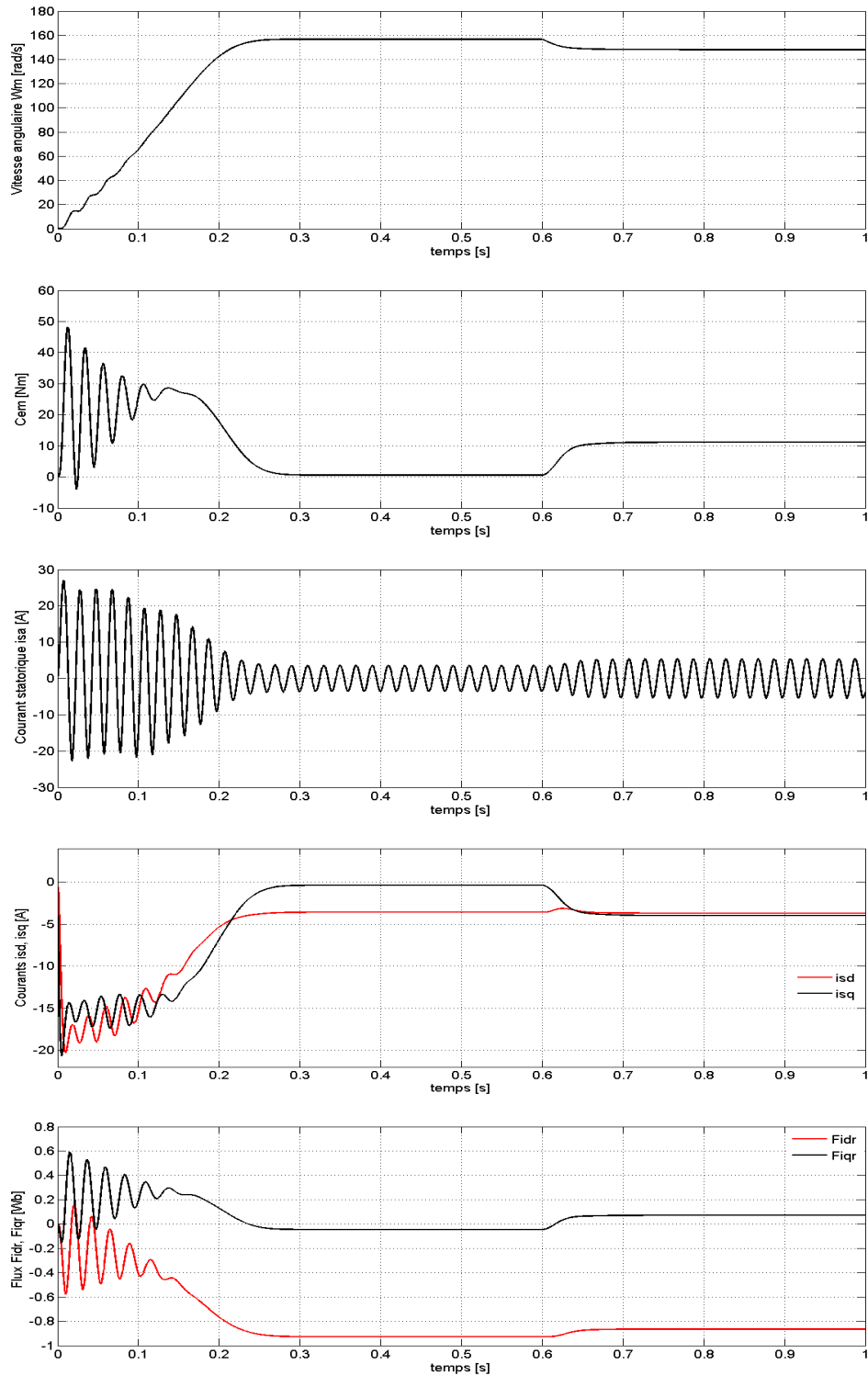


FIGURE 1.10 – Démarrage direct du MAS à vide avec application d'un échelon de couple  $C_r = 10NM$  à  $t = 0.6sec$



## 1.5.2 Interprétations

D'après la figures 1.9, lorsque le moteur démarre à vide, on constate que :

- Pour la vitesse :

La courbe de la vitesse présente des perturbations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.3sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur de synchronisme de 157 rad/ses (régime permanent).

- Pour le courant statorique :

Au démarrage le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 27A jusqu'à 0.3sec, après ce temps elle diminue à 3.75A.

- Pour le couple électromagnétique :

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique très important jusqu'à 49N.m, suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro en régime permanent pendant une période de 0.3sec puisque le moteur n'est pas chargé.

Pour une application d'un  $C_r=10\text{N.m}$  à l'instant 0.6sec, on obtient la figure 1.10 où :

On observe une légère diminution de vitesse à 148 rad/sec à l'instant d'application de la charge à 0.6sec et le courant statorique augmente jusqu'à 5.4A grâce à l'augmentation de couple, ce dernier tend vers la valeur nominale de 10N.m.

## 1.6 Simulation de l'association onduleur-MAS

### 1.6.1 Résultats des simulations

L'ensemble [MAS+OND] est soumis à une tension continue de 420Volts, les trois modulatrices étant caractérisées par des amplitudes de 311Volts et une fréquence de 50Hertz, quant à la porteuse, nous avons réglé la valeur de sa fréquence à 2.4kHz, d'où l'indice de modulation  $m = 48$ , et ajusté son coefficient de réglage à  $r = 0,85$ . Les simulations réalisées ont pour objectifs :

- démarrage direct du processus [MAS+onduleur] à vide.
- démarrage direct du processus [MAS+onduleur] à vide, suivit de l'application brusque d'un échelon de couple de 10N.m a l'instant 0.6 sec.

Les figures (1.11),(1.12) illustrent les résultats obtenus. Ces courbes montrent des allures très proches de l'onde sinusoïdale, et surtout en charge, illustrant ainsi le rôle joué par l'onduleur et la MLI. Les conditions de simulations sont citées dans l'annexe A.

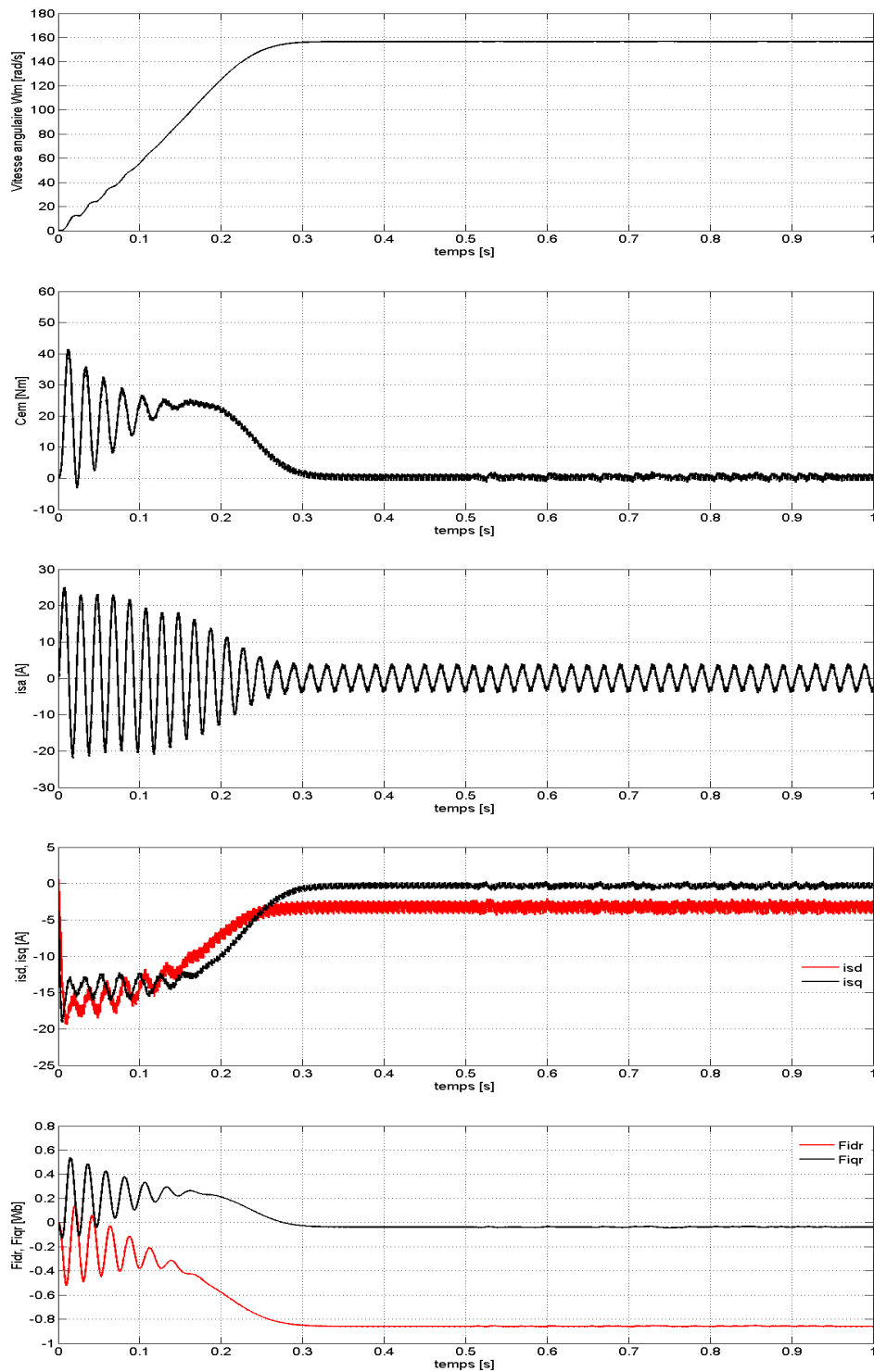


FIGURE 1.11 – Démarrage direct du procédé [MAS+OND] à vide

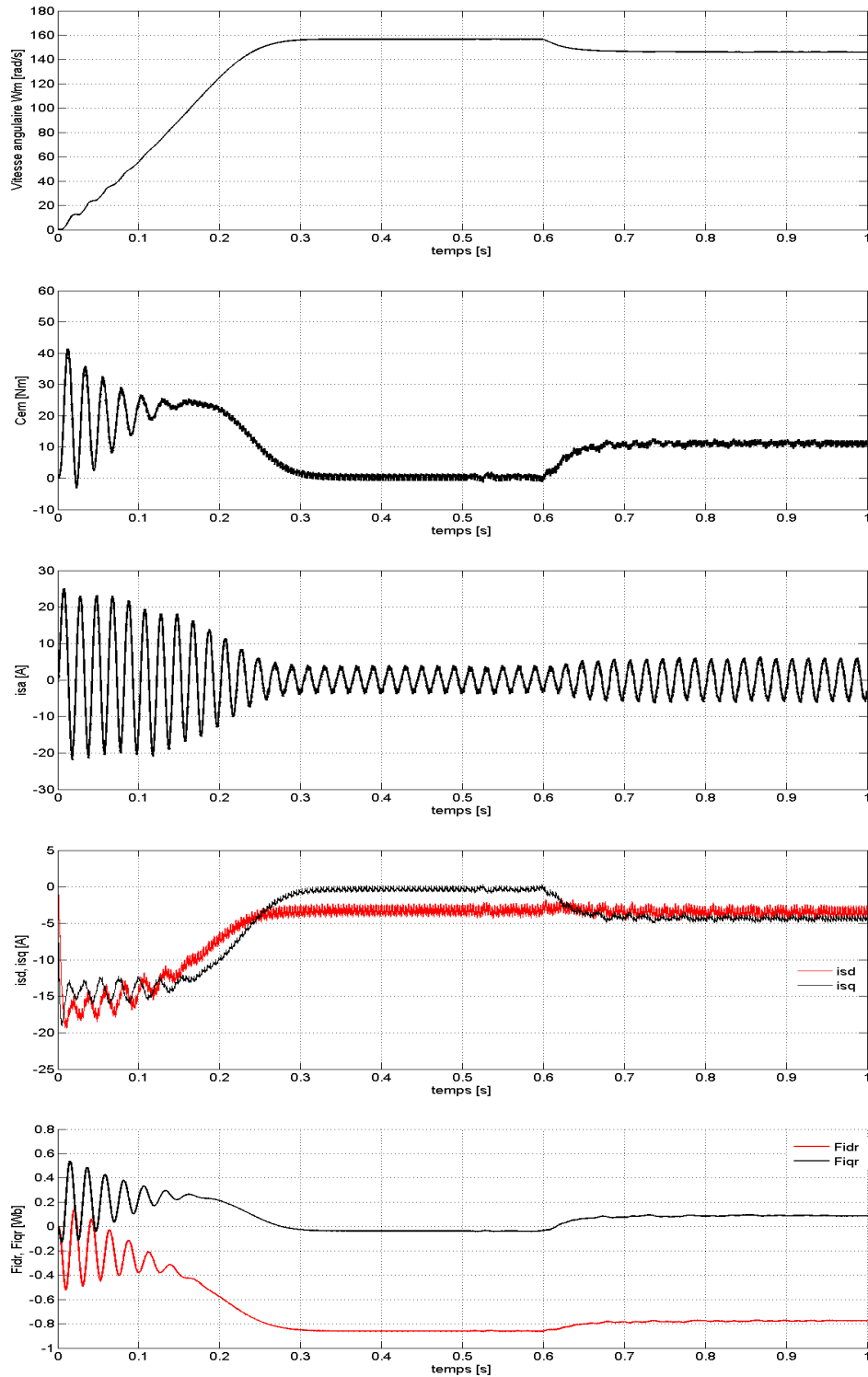


FIGURE 1.12 – Démarrage direct du procédé [MAS+OND] à vide avec application d'un échelon de couple  $C_r = 10\text{Nm}$  à  $t = 0.6\text{sec}$

## 1.6.2 Interprétations

D'après la figures 1.11 ( $Cr=0N.m$ ), on constate que :

– Pour la vitesse :

L'évolution de la vitesse se stabilise à (1500 tr/mn) qui correspond (157 rad/s) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage. La durée de mise en vitesse est environ 0.3sec.

– Pour le courant statorique :

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 5.5 fois environ le courant nominal (27A). Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide (3.75A).

– Pour le couple électromagnétique :

L'oscillation de couple monte jusqu'à 49N.m ensuite il s'annule qu'après une durée de 0.3sec puisque le moteur n'est pas chargé.

Maintenant, pour la figure 1.12  $Cr=10N.m$  à l'instant  $t= 0.6sec$  :

Lorsque la charge est appliquée, le couple électromagnétique répond vite et la vitesse est légèrement perturbée. La commande en courant donne une réponse à fort dépassement pour le couple électromagnétique. Ces oscillations sont dut aux harmoniques de courant injectés dans les enroulements du moteur et ayant pour cause les commutations de l'onduleur.

## 1.7 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre concerne la modélisation de la machine et de son alimentation. Nous avons présenté une structure de la chaine de puissance, cette chaine est constituée d'une alimentation construite autour d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux et d'un moteur asynchrone. Nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles, cette transformation permet le changement du système triphasé réel en système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

On a procédé à la modélisation de l'onduleur de tension et de sa technique de commande (en utilisant les commandes MLI sinus-triangle) puis on a fait une simulation des perfor-

mances du système MAS-Onduleur.

Les résultats de simulation ont montré la validité du modèle mathématique de la machine asynchrone. Lors de démarrage à vide, on constate l'importance des courants statoriques et rotoriques pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui est actuellement la technique la plus employée dans les applications de vitesse variable exigeant de hautes performances.

# Chapitre 2

## CONTROLE VECTORIEL PAR FOC DU MAS

### 2.1 Introduction

Les machines à courant continu ont été auparavant l'élément clé de la majorité des systèmes d'entraînements à vitesse variable. En effet, cette machine présente l'avantage d'un contrôle séparé du flux et du couple. Le flux est produit uniquement par le courant d'excitation (en négligeant les effets de la réaction magnétique d'induit) et si le flux est fixe, le couple devient proportionnel au courant d'induit. Contrairement à ceci, la machine triphasée à induction, représente une construction mathématiquement complexe avec son système multiphasé d'enroulement et de tension, qui la rend difficile de maintenir cette qualité de découplage importante. [QUA 08]

En 1972, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de la commande connue sous le nom de flux orienté qui rend le comportement de la machine asynchrone comparable à celui de la machine à courant continu. Cette technique de commande permet de séparer le réglage du flux rotorique et du couple électromagnétique de la MAS. [MIL 06]

Cependant elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations,  $\dots$  etc. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

La commande vectorielle permet une régulation indépendante du flux et du couple électromagnétique en alignant le repère biphasé  $dq$  sur le flux rotorique. Elle est caractérisée par une dynamique plus rapide et une excellente précision. [CAR 95]

Pour atteindre notre but, qui est d'implanter une commande sans capteur, nous devons

étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone, le principe de base de cette commande, avec le calcul des coefficients des régulateurs PI classique. Des différentes simulations sont effectuées afin de tester la robustesse de cette commande et voir l'effet des variations des divers paramètres sur cette commande.

## 2.2 Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage ( $I_r$  par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessible du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotorique à travers leurs actions sur le stator. Dans ce cas, on applique la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique.

## 2.3 Principe de l'orientation du flux rotorique

La commande vectorielle a été découverte par Blaschke en 1972. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Des nombreuses variantes de commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique que l'on peut classer de la façon suivante :

- Mode d'alimentation :
  - Commande en tension.
  - Commande en courant.
- Détermination de la position du flux
  - Directe nécessite mesure du flux ou observation.
  - Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement.
- Acquisition du flux,
  - Fondée sur un modèle du rotor.
  - Fondée sur un modèle du stator.
  - Fondée sur l'observation de flux.
- Orientation du repère  $dq$  sur le
  - Flux rotorique.
  - Flux statorique.
  - Flux d'entrefer.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est actuellement considérée comme la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées, ainsi qu'une maîtrise excellente des régimes transitoires. Le but recherché lors de sa conception est d'obtenir une situation identique à celle rencontrée dans la machine à courant continu en séparant la commande du flux de celle du couple, l'orthogonalité entre les vecteurs flux et courant étant la condition optimale de production du couple maximal. [BUC 01]

Dans le modèle biphasé de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant, telle sorte que l'axe 'd' de ce référentiel coïncide avec un des trois flux de la machine (statorique, rotorique ou entrefer),

Le flux rotorique avec la condition :  $\phi_{rd}=\phi_r$  et  $\phi_{rq}=0$

Le flux statorique avec la condition :  $\phi_{sd}=\phi_s$  et  $\phi_{sq}=0$

Le flux d'entrefer avec la condition :  $\phi_{de}=\phi_e$  et  $\phi_{qe}=0$

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe (d) suivant l'axe du flux rotorique. Elle présente des meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation. [MER 08]

L'orientation du flux rotorique consiste à annuler sa composante quadratique, pour ne conserver que la composante directe, le flux est alors entièrement porté sur l'axe direct.

La figure 2.1 illustre le principe de l'orientation du flux rotorique, on y remarque l'orthogonalité retrouvée entre le flux rotorique et le courant de quadrature  $i_{sq}$ .

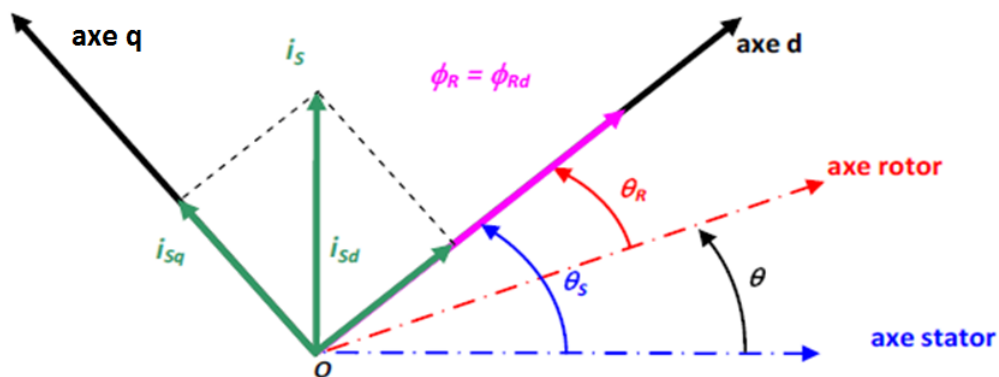


FIGURE 2.1 – Orientation du flux rotorique sur l'axe direct



Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère  $dq$  comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot (\phi_{rd}i_{Sq} - \phi_{rq}i_{Sd}) \quad (2.1)$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ( $\phi_{rq} \cdot i_{Sd}$ ), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC.

Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère  $dq$  de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir :

$$\phi_{rd} = \phi_r \text{ et } \phi_{rq} = 0 \quad (2.2)$$

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2} \quad (2.3)$$

Le couple s'écrit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \phi_r i_{Sq} \quad (2.4)$$

On remarque pour cette expression une forme identique à celle du couple développé par une machine à courant continu.

Les équations relatives aux flux rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = M_{Sr}i_{Sd} + L_{rr}i_{rd} & \text{(a)} \\ \phi_{rq} = M_{Sr}i_{Sq} + L_{rr}i_{rq} = 0 & \text{(b)} \end{cases} \quad (2.5)$$

Quant à celle des tensions rotoriques, définies pour le référentiel lié au champ tournant, elles sont alors exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} = 0 & \text{(a)} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_r}{dt} \cdot \phi_{rd} = 0 & \text{(b)} \end{cases} \quad (2.6)$$

La combinaison des relations (2.5a) et (2.6a) donne une équation différentielle décrivant l'évolution du flux rotorique :

$$\phi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_{rd}}{dt} = M_{Sr}i_{Sd} \quad (2.7)$$

A l'aide de transformée de Laplace nous obtenons :

$$\phi_{rd} = \frac{M_{Sr}}{1 + T_r \cdot s} \cdot i_{Sd} \quad (2.8)$$

En régime permanent le flux rotorique aura pour expression :

$$\phi_{rd} = M_{SR} \cdot i_{sd} \quad (2.9)$$

Les relations (2.4) et (2.8) mettent en évidence le fait que le flux est réglable par le courant  $i_{sd}$ , et que si l'on maintient ce dernier constant, le flux reste constant, on peut contrôler le couple électromagnétique par action sur le courant  $i_{sq}$  (la relation étant linéaire) et de manière indépendante au courant statorique direct.

La figure 2.2 montre l'influence des courants directs et de quadrature sur le flux et le couple.

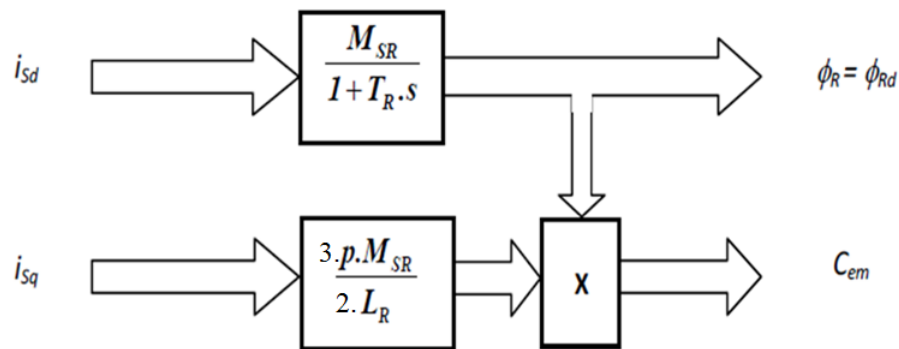


FIGURE 2.2 – Influence des courants sur le flux et le couple

La commande à flux rotorique orienté offre donc deux grandeurs d'action en quadrature qui sont : le courant producteur de flux ' $i_{sd}$ ' et le courant producteur de couple ' $i_{sq}$ '.

## 2.4 Découplage entrée-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage.

### 2.4.1 Nécessité du découplage

Dans le cas d'une commande en tension il est nécessaire de générer les tensions de référence  $v_{Sd}^*$  et  $v_{Sq}^*$ , qui sont converties en grandeurs statoriques par une transformation de Park inverse, seront en mesure de commander le moteur et d'imposer le flux et le couple désirés. Reprenons les équations (1.35) et (1.36) du modèle dynamique du moteur défini précédemment, et tenons compte de la relation (2.2), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{Sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{Sd} + \omega_s i_{Sq} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{Sr} T_r}\right) \phi_r + \frac{1}{\sigma L_S} V_{Sd} \\ \frac{di_{Sq}}{dt} = -\omega_s i_{Sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{Sq} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{Sr}} \cdot \omega\right) \phi_r + \frac{1}{\sigma L_S} V_{Sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{Sr}}{T_r} \cdot i_{Sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rd} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = 0 = \frac{M_{Sr}}{T_r} \cdot i_{Sq} - \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.10)$$

D'où l'on peut tirer les expressions des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{Sd} = (R_S + R_r \cdot \frac{M_{Sr}^2}{L_r^2}) i_{Sd} + \sigma L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_S i_{Sq} - \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot R_r \phi_r \\ V_{Sq} = (R_S + R_r \cdot \frac{M_{Sr}^2}{L_r^2}) i_{Sq} + \sigma L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_S i_{Sd} + \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega \phi_r \end{cases} \quad (2.11)$$

On remarque, au regard de ces équations, l'influence des grandeurs de l'axe direct sur celles de l'axe de quadrature, et vis-versa. En effet les tensions  $v_{Sd}$  et  $v_{Sq}$  influent à la fois sur les courants  $i_{Sd}$  et  $i_{Sq}$ , et donc sur le flux et le couple (le principe de la machine à courant continu Fig 2.3). Il est donc intéressant d'introduire, dans le cas de moteurs commandés en tension un découplage entre les actions des axes  $d$  et  $q$  afin d'améliorer les performances de l'association faite entre la machine et sa commande. [MEC 08]

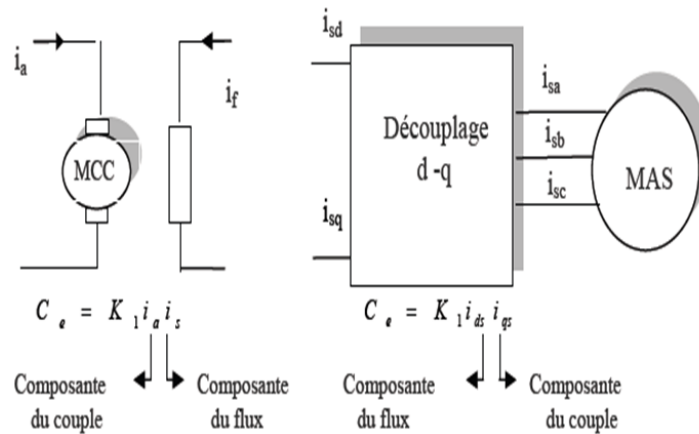


FIGURE 2.3 – Schéma de principe du découplage pour la MAS pour analogie avec la machine à courant continu

Le découplage rend les axes  $d$  et  $q$  complètement indépendant et permet surtout d'écrire

les équations de la machine et de la partie commande d'une manière simple et aussi de calculer les coefficients des régulateurs [BAG 99].

## 2.4.2 Découplage par compensation

Les expressions mettent en évidence deux processus électromagnétiques monovariabiles et couplés par les grandeurs de perturbations [CAR 95].

Ces grandeurs ont pour expressions :

$$\begin{cases} e_{Sd} = -\omega_s \sigma L_S i_{Sq} - \frac{M_{Sr}}{L_r^2} \cdot R_r \phi_r \\ e_{Sq} = +\omega_s \sigma L_S i_{Sd} + \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega \phi_r \end{cases} \quad (2.12)$$

La méthode de compensation statique consiste à introduire des termes, dits *fem(s)* de compensation  $\tilde{e}_{Sd}$  et  $\tilde{e}_{Sq}$  identiques à ceux responsables du couplage, mais de signes opposés de manière à supprimer leur influence et donc à séparer les actions mutuelles sur les deux axes *d* et *q*.

Leurs expressions sont données par les relations :

$$\begin{cases} \tilde{e}_{Sd} = +\omega_s \sigma L_S i_{Sq} + \frac{M_{Sr}}{L_r^2} \cdot R_r \phi_r \\ \tilde{e}_{Sq} = -\omega_s \sigma L_S i_{Sd} - \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega \phi_r \end{cases} \quad (2.13)$$

En substituant les relations (1.31) et (2.10) dans l'équation (2.13), on peut exprimer ce terme sous une nouvelle forme :

$$\tilde{e}_{Sq} = -\omega_s \sigma L_S i_{Sd} - \frac{M_{Sr}}{L_r} \cdot \omega_s \phi_r + \frac{M_{Sr}^2}{L_r T_r} \cdot i_{Sq} \quad (2.14)$$

On peut alors définir deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que :

$$\begin{cases} V_{sd1} = (R_S + R_r \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r^2}) S_d + \sigma L_S \cdot \frac{di_{Sd}}{dt} \\ V_{sq1} = (R_S + R_r \cdot \frac{M_{Sr}}{L_r^2}) S_q + \sigma L_S \cdot \frac{di_{Sq}}{dt} \end{cases} \quad (2.15)$$

Les tensions directe et en quadratique  $V_{Sd}$  et  $V_{Sq}$  sont alors reconstituées à partir des deux variables  $V_{sd1}$ ,  $V_{sq1}$  et des termes de compensation  $\tilde{e}_{Sd}$  et  $\tilde{e}_{Sq}$ , comme exprimés par les relations (2.16).

$$\begin{cases} V_{Sd} = V_{sd1} - \tilde{e}_{Sd} \\ V_{Sq} = V_{sq1} - \tilde{e}_{Sq} \end{cases} \quad (2.16)$$

Grace à cette technique de découplage illustrée sur la figure (2.4),

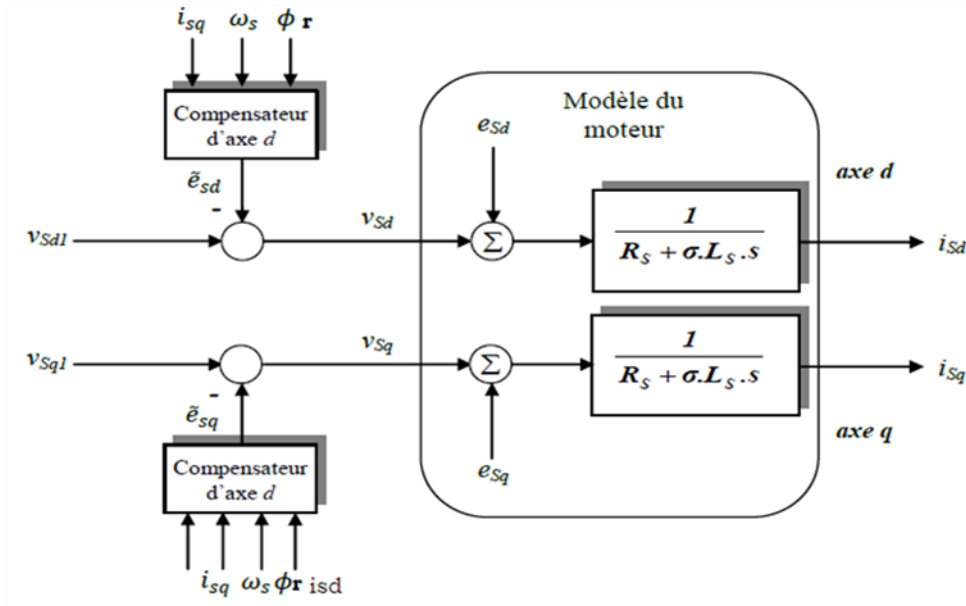


FIGURE 2.4 – Principe du découplage par compensation statique

Si la compensation est correcte (c'est-à-dire si :  $\tilde{e}_{sd}=e_{sd}$  et  $\tilde{e}_{sq}=e_{sq}$ ), l'action sur l'une des entrées n'engendra aucune variation sur l'autre sortie.

On peut remarquer que ce type de découplage exploite les valeurs des courants acquis à la période d'échantillonnage considérée, mais par la même occasion, reporte leur bruit sur les références de tension [BAG 99].

## 2.5 Théorie du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique

La commande FOC est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par DFOC. La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet Hall pour la mesure du flux qui sont contrainctes aux conditions de travail excessives (température, vibration, etc.), et encore que la mesure soit entachée de

bruits dépendant de la vitesse. Mais sans mettre que l'IRFOC dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique  $T_r$  et surtout la résistance rotorique  $R_r$ . [REZ 09]

### 2.5.1 Commande vectorielle indirecte

Le contrôle indirect, proposé par HASSE, utilise un modèle inverse déduit du modèle de la machine exprimé dans le repère du flux rotorique.

Dans ce cas précis et si la machine est contrôlée en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont contrôlés indépendamment par les composantes du vecteur statorique. Dans le contrôle vectoriel direct, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans le contrôle vectoriel indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations.[BOU 09]

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor [BEN 05].

Si le module réel du flux rotorique n'est pas exploité, sa position elle, doit être connue à tout instant pour effectuer les changements de coordonnées [CAR 05], [MIL 07].

Alors l'angle de Park  $\hat{\theta}_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique.

### 2.5.2 Commande vectorielle directe

Le contrôle direct du flux, développé par Blaschke, est basé sur la connaissance du module du flux rotorique et de sa position. Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet Hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe.

La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). [KHE 07]

Nous nous limiterons ci-dessous à la description d'un estimateur pour la détermination du vecteur flux rotorique. Ce type d'estimation est basée sur la représentation du processus sous forme du modèle défini en régime transitoire. Ce choix permet d'obtenir des algorithmes simples et donc rapides, par contre l'estimation étant faite en boucle ouverte, la sensibilité aux variations paramétriques du moteur viendra affecter la robustesse de la commande. [BOU 11]

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [BEL 06] :

- La non fiabilité de la mesure du flux :
  - problème de filtrage du signal mesuré.
  - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre).

La figure 2.5 montre le schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique.

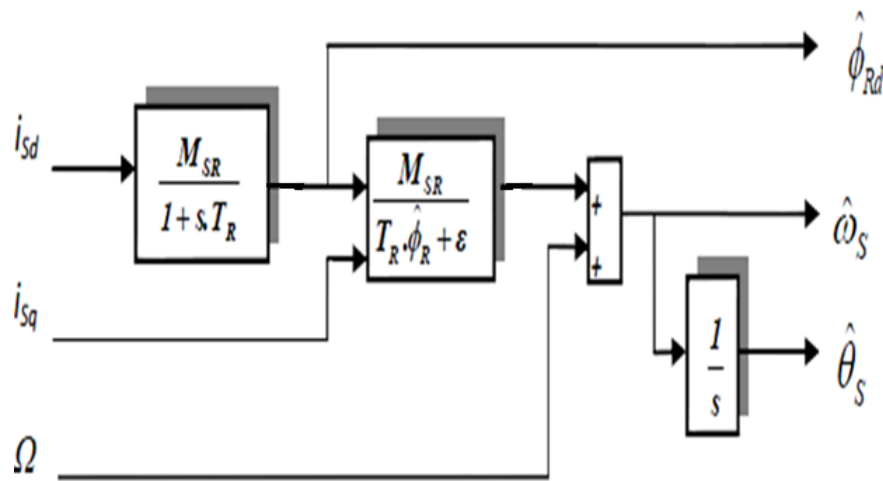


FIGURE 2.5 – Schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique

Le module du flux rotorique est estimé par la relation :

$$\phi_{rd} = \frac{M_{Sr}}{1 + T_r \cdot s} \cdot i_{Sd} \quad (2.17)$$

Quant à la pulsation statorique est obtenue par combinaison de la loi d'autopilotage (2.26) et de la relation (2.9d), d'où son expression :

$$\omega_s = \omega + \omega_r = p\Omega + \frac{M_{Sr}}{T_r \phi_{rd}} \cdot i_{Sq} \quad (2.18)$$

L'absence de flux au démarrage ne permet pas l'exploitation de cette relation en cet état,

d'où la modification suivante :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M_{Sr}}{T_r\phi_{rd} + \xi} \cdot i_{sq} \quad \text{avec : } \xi = 0.01 \quad (2.19)$$

La position du flux rotorique sera obtenue par intégration de la pulsation statorique, soit :

$$\hat{\theta}_s = \int \hat{\omega}_s dt \quad \text{ou} \quad \hat{\theta}_s = \frac{1}{S} \cdot \hat{\omega}_s \quad (2.20)$$

## 2.6 Limites de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

Même que la commande vectorielle à flux rotorique orienté est précise et rapide, elle représente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère, car elle utilise soit : un encodeur incrémental ou un estimateur de vitesse, ou bien un DSP , .
- Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques. L'inconvénient d'estimer indirectement le flux rotorique est, qu'il apparaît dès le début, cette n'importe quelle erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique  $T_r$  qui est réfléchié directement sur les valeurs estimées[YOB 07].
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction ;
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé ;
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

## 2.7 Structure d'une commande vectorielle directe

Le schéma que nous proposons (Figure ci-dessous) est une commande vectorielle de type direct :



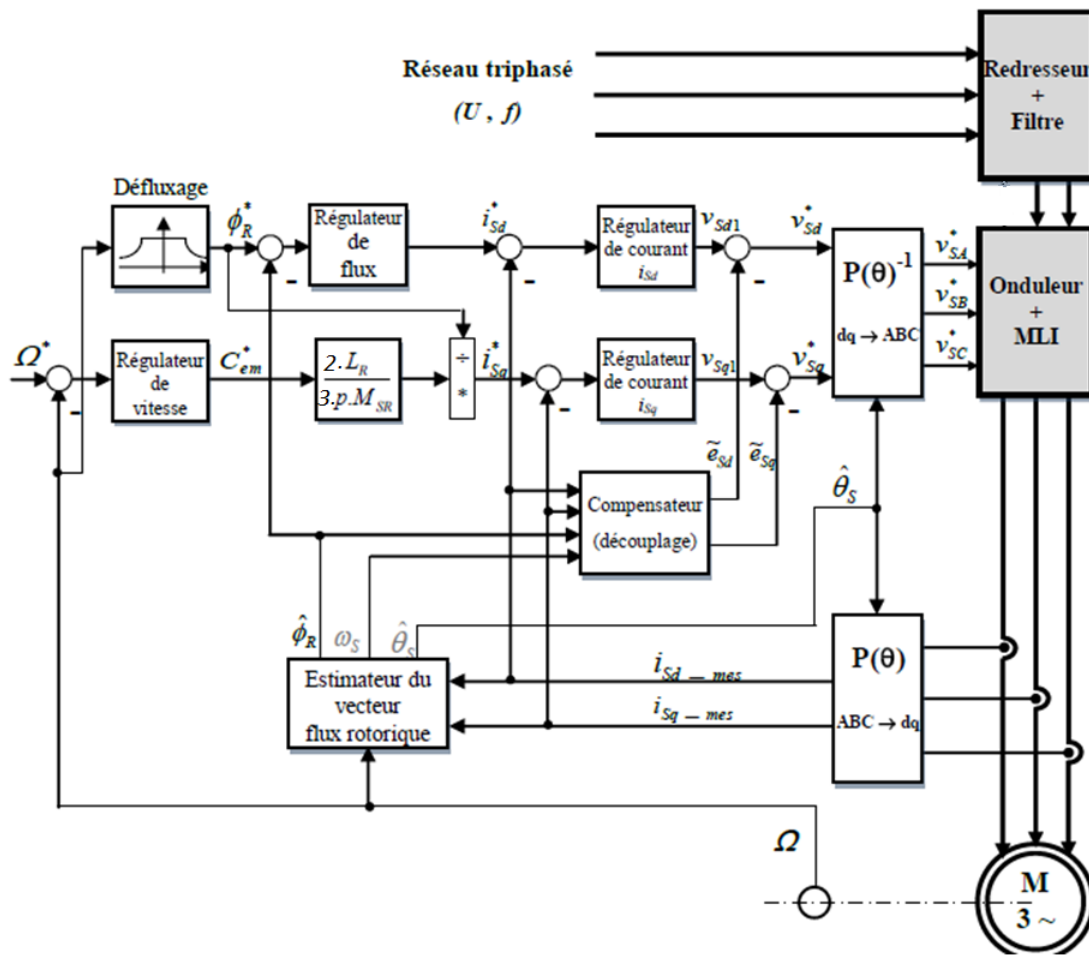


FIGURE 2.6 – Schéma de principe d'une commande vectorielle directe pour moteur asynchrone

Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux. Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique déterminés précédemment, le bloc de défluxage qui impose la référence de flux rotorique, le bloc de compensation assurant le découplage des deux axes  $d$  et  $q$ , les deux boucles de courant, les blocs des transformations de Park directe et inverse, et enfin la boucle externe de régulation de vitesse.

Cette commande se compose de quatre régulateurs de type PI répartis en deux boucles de contrôle rendues indépendantes l'une de l'autre par découplage.

La première boucle agit sur le flux, et se compose d'un régulateur de flux ainsi que d'une boucle interne de courant, elle aussi composée d'un correcteur PI qui agit sur le courant statorique d'axe  $d$  ( $i_{sd}$ ).

La seconde boucle agit quant à elle sur le couple et se compose du régulateur de vitesse et d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit sur le courant statorique d'axe  $q$  ( $i_{sq}$ ).

En survitesse, la diminution du flux est d'allure hyperbolique et le couple maximal que l'on peut imposer sera donc plus faible.

## 2.8 Synthèse des différents régulateurs

L'objectif de la commande, en générale, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis [BAZ 09] :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation : temps de montée ; temps de réponse ; dépassement ; stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité à la variation des paramètres.

A partir de ces points, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander. Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il y a quatre régulateurs PI, deux pour la régulation de la vitesse et le flux, et deux pour les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . [REZ 09]

### 2.8.1 Régulateurs PI de courant

Pour les courants, direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs définis par les paramètres ( $Kpd$ ,  $Kid$ ) et ( $Kpq$ ,  $Kiq$ ).

Considérons l'axe direct, la relation (2.15) nous permet d'écrire :

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_S \cdot (1 + \sigma T_S \cdot s)} \quad (2.21)$$

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté par la figure suivante :

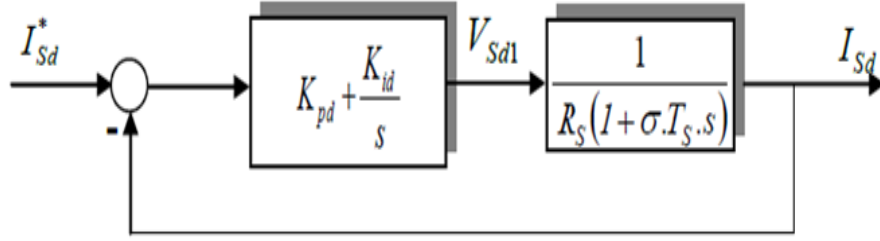


FIGURE 2.7 – Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{dO}(s) = \frac{I_{Sd}}{I_{Sd}^*} = \frac{K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}}{R_S + \sigma L_S s} \quad (2.22)$$

En boucle fermé, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{dF}(s) = \frac{I_{Sd}}{I_{Sd}^*} = \frac{\frac{K_{pd}s + K_{id}}{\sigma L_S}}{s^2 + \left(\frac{R_S + K_{pd}}{\sigma L_S}\right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma L_S}} \quad (2.23)$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_S + K_{pd}}{\sigma L_S}\right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma L_S} \quad (2.24)$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives tels que :

$$s_{1,2} = \rho_i(-1 \pm j) \quad (2.25)$$

Le polynôme définissant la dynamique désirée prend alors la forme suivante :

$$P_d(s) = s^2 + 2\rho_i \cdot s + 2 \cdot \rho_i^2 \quad (2.26)$$

On obtient les expressions donnant les paramètres du régulateur en identifiant terme à terme les deux équations (2.24) et (2.26) :

$$\begin{cases} K_{pd} = 2\sigma L_S \cdot \rho_i - R_S \\ K_{id} = 2\sigma L_S \cdot \rho_i^2 \end{cases} \quad (2.27)$$

En choisissant des dynamiques identiques pour les deux boucles de courant :

$$K_{pd} = K_{pq} \quad \text{et} \quad K_{id} = K_{iq} \quad (2.28)$$

## 2.8.2 Régulateur PI de vitesse

La boucle externe de régulation de vitesse sera définie par les paramètres  $(K_{pw}, K_{iw})$ . On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{(f_v + J.s)} \quad (2.29)$$

La figure 2.8 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :

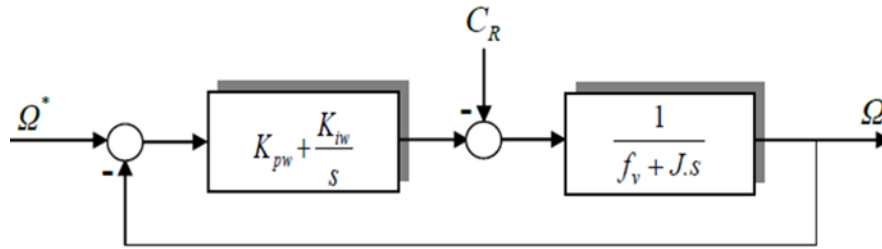


FIGURE 2.8 – Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$\Omega = \frac{1}{f_v + JS} \cdot (K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s}) \cdot (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f_v + J.s} \cdot C_r \quad (2.30)$$

Après arrangement on obtient une nouvelle forme pour l'écriture de la vitesse :

$$\Omega = \frac{K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s}}{s^2 + (\frac{K_{pw} + f_v}{J}) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot \Omega^* - \frac{s}{s^2 + (\frac{K_{pw} + f_v}{J}) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot C_r \quad (2.31)$$

Ce qui fait apparaître un polynôme caractéristique définissant également une dynamique du deuxième ordre :

$$P(S) = s^2 + (\frac{K_{pw} + f_v}{J}) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J} \quad (2.32)$$

De la même manière que précédemment, imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives et identifions terme à terme les polynômes caractéristiques et désirés. On peut alors exprimer les paramètres du régulateur de vitesse par les relations

suivantes :

$$\begin{cases} K_{pw} = 2 \cdot \rho_w \cdot J - f_v \\ K_{iw} = 2 \cdot \rho_w^2 \cdot J \end{cases} \quad (2.33)$$

### 2.8.3 Régulateurs PI de flux

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additives. Le schéma bloc de la régulation de flux sera donc :

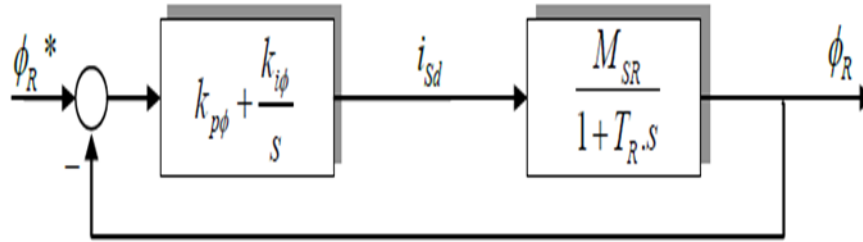


FIGURE 2.9 – Schéma bloc de régulation du flux

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\frac{M_{Sr} K_{p\phi} \cdot s + K_{i\phi}}{T_r}}{s^2 + \left(\frac{M_{Sr} K_{p\phi} + 1}{T_r}\right) \cdot s + \frac{M_{Sr} K_{i\phi}}{T_r}} \quad (2.34)$$

En identifiant cette dernière avec le polynôme caractéristique :

$$P_f(s) = S^2 + 2 \cdot \rho_f \cdot s + \rho_f^2 \quad (2.35)$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} K_{p\phi} = \frac{1}{M_{Sr}} \cdot \left(\frac{2L_r \cdot \rho_f}{R_r} - 1\right) \\ K_{i\phi} = \frac{2L_r \rho_f^2}{R_r M_{Sr}} \end{cases} \quad (2.36)$$

## 2.9 Simulations de la commande vectorielle directe

### 2.9.1 Profils de poursuite, régulation et robustesse

Dans ce chapitre, Nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-triangle équipée d'une commande vectorielle direct à orientation du flux rotorique DFOC en réalisant plusieurs séries de simulations numériques pour mettre en évidence les propriétés, mais aussi les insuffisances, de la commande vectorielle.

Ces simulations ont trois motivations principales :

1. L'une pour l'analyse des performances en poursuite pour une consigne de vitesse rectangulaire faite en échelon de  $100\text{rad/s}$  appliqué à l'instant  $t = 0.2\text{s}$  suivi d'une inversion de sens de rotation à  $-100\text{rad/s}$  à l'instant  $t = 2\text{s}$ , puis la vitesse est annulée à l'instant  $t = 4\text{s}$ .
2. L'autre pour l'étude du comportement en régulation et vis à vis les incertitudes de charge, un couple de charge rectangulaire est introduit par l'application puis la suppression d'une perturbation de charge de  $10\text{Nm}$  aux instants successifs  $t = 0.75\text{s}$  et  $t = 1.50\text{s}$ , avec la consigne de vitesse rectangulaire. Une autre perturbation de  $10\text{Nm}$  est de nouveau appliquée à  $t = 4.5\text{s}$  lorsque la vitesse était nulle.
3. Enfin l'influence de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques, et en particulier la résistance rotorique est montrée pour de faibles variations de 1.15 et de 1.30 de sa valeur nominale.

Les différents profils de consignes et des couples de charge perturbateurs, sélectionnés pour les tests de simulation, sont illustrés dans l'annexe A.

### 2.9.2 Résultats des simulations

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés pour la DFOC, sont exposés respectivement sur les figures :

- fig.2.10. Pour les essais de poursuite,
- fig.2.11. Pour les essais de régulation,
- fig.2.12 et 2.13. Pour l'influence des variations de la résistance rotorique.

Enfin les conditions de simulations, ainsi que et les réglages de l'onduleur de tension, sont citées dans l'annexe A, les modèles sous forme de schéma-blocs implantés sous MATLAB-SIMULINK, et relatifs à ce chapitre sont illustrés dans l'annexe B.

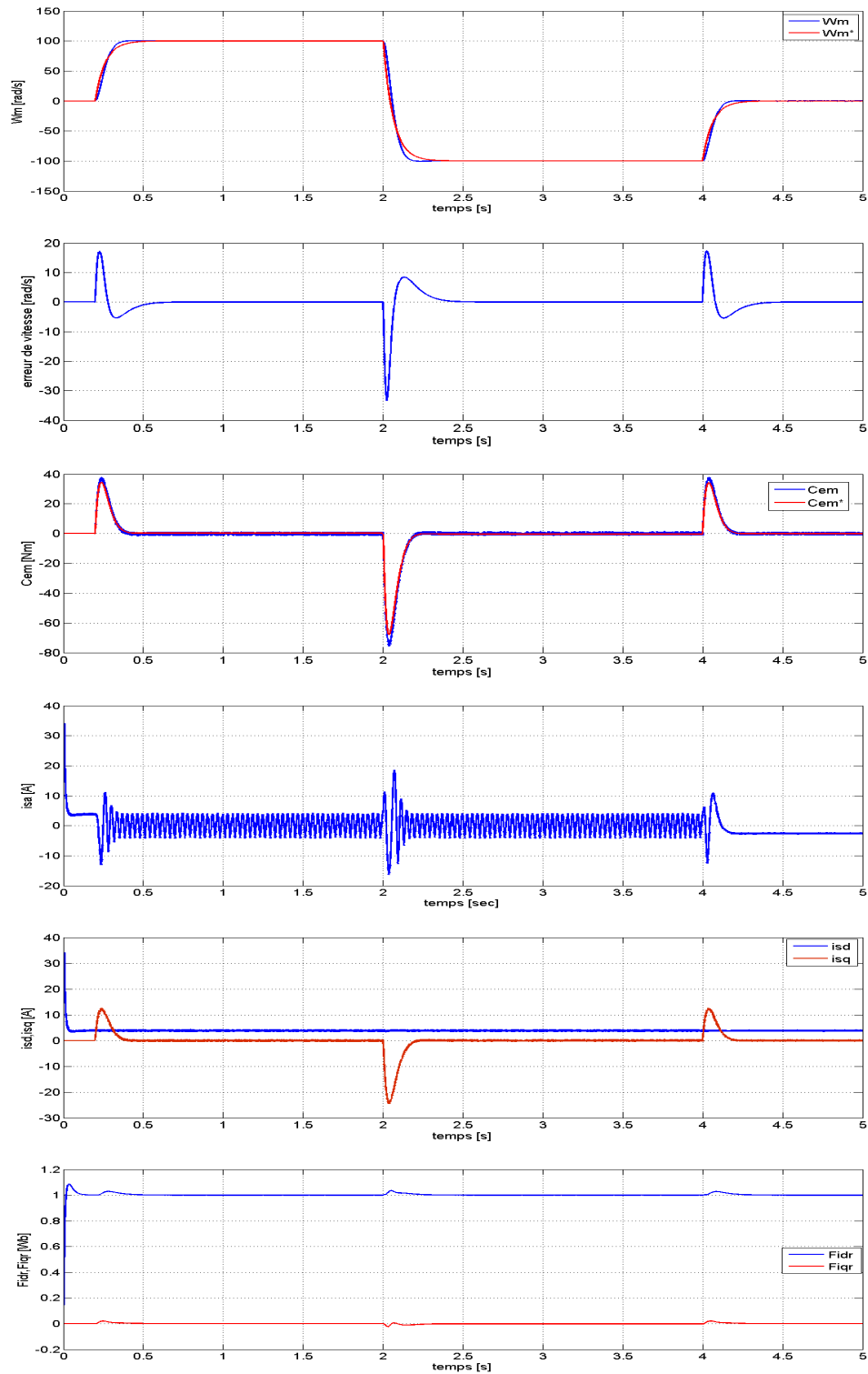


FIGURE 2.10 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d’une inversion du sens de rotation

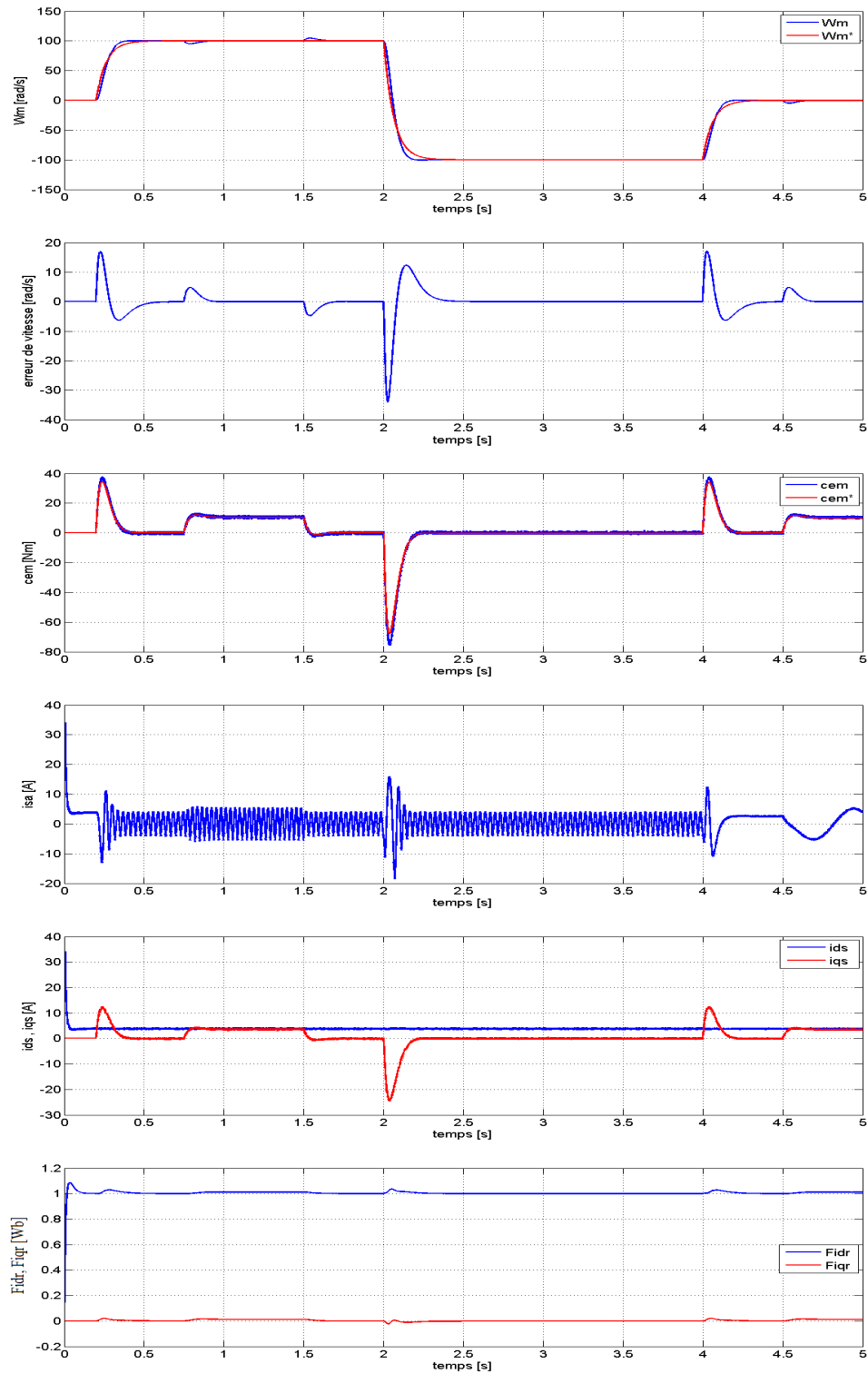


FIGURE 2.11 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge



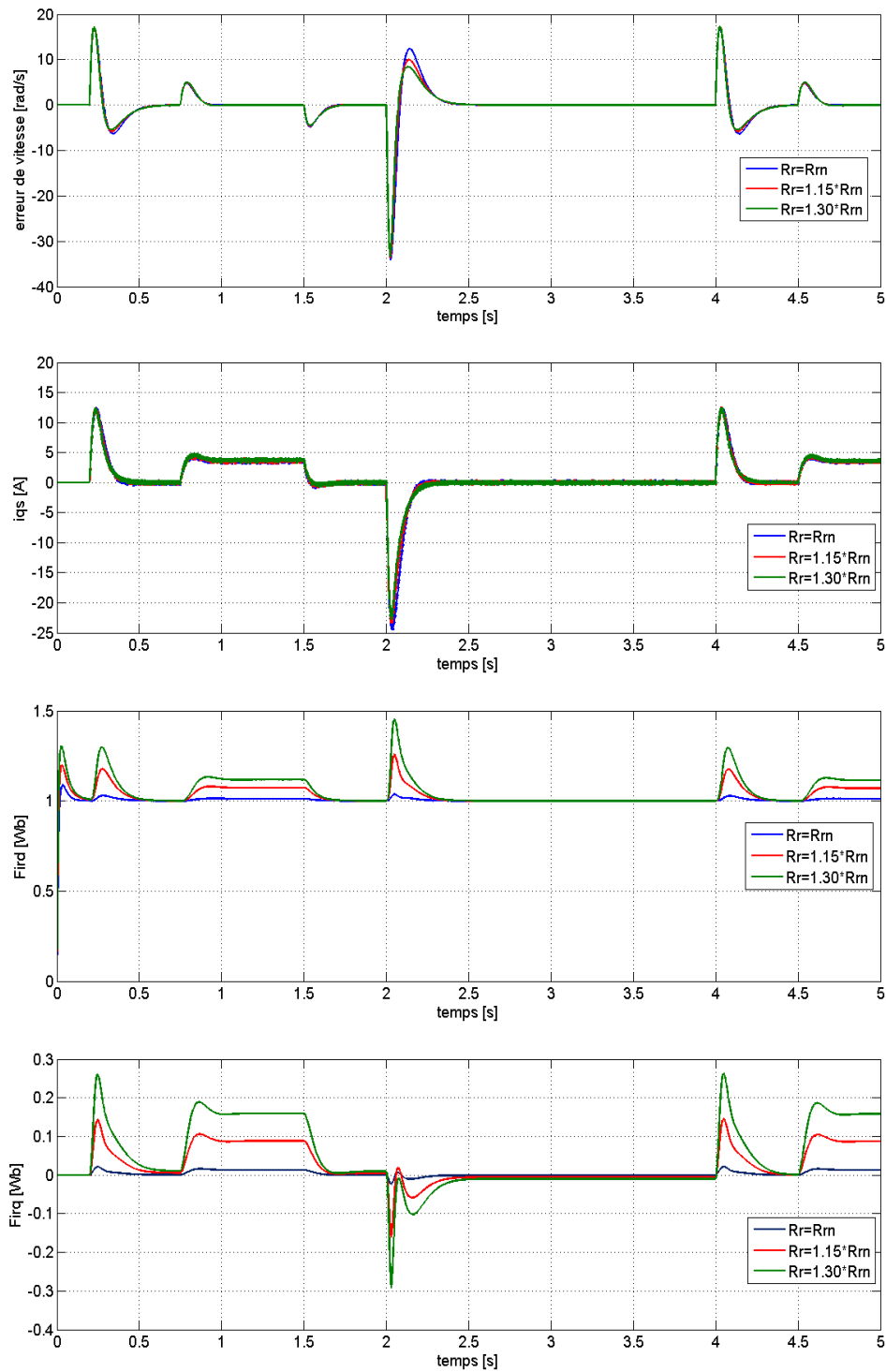


FIGURE 2.12 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application, suppression d’un couple de charge et variation de la résistance rotorique

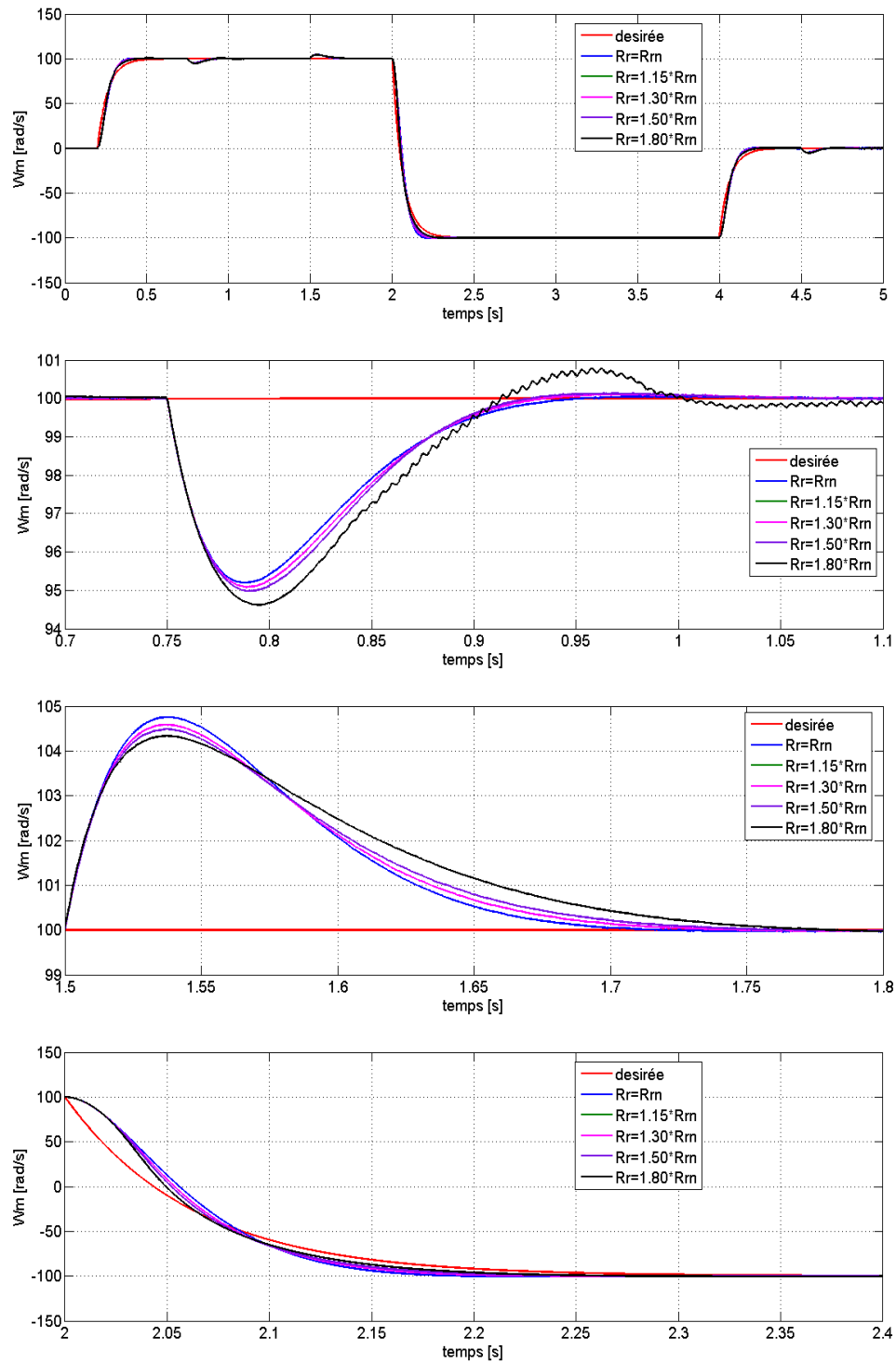


FIGURE 2.13 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, avec application d'un couple de charge et variations de la résistance rotorique de 1 à 1.8 fois sa valeur nominale

### 2.9.3 Interprétations

- Pour les figures 2.10 et 2.11 : Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence grâce à l'action sur le régulateur, avec une faible erreur de poursuite pendant les phases transitoires, cette dernière est nulle en régime permanent. On remarque également une bonne orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Le couple a une grande valeur au démarrage, et suit parfaitement sa référence mais avec des petites oscillations, puis se rétablit. Le courant et le couple de démarrage sont bien contrôlés en comparaison avec le moteur seul (chapitre précédent). Le changement du sens de rotation et du couple moteur n'affecte que très peu l'orientation du flux, ce qui traduit un bon comportement en régime transitoire face aux perturbations extérieures de la charge.
- Pour les figures 2.12 et 2.13 : La variation de la résistance rotorique a une influence sur l'orientation du flux qui est altérée pendant les phases transitoires, lors des perturbations et aussi lors d'inversion du sens de rotation, la réponse en vitesse est influencée elle aussi par les variations de la résistance  $R_r$ , et on note une détérioration du découplage lors des régimes transitoires et en présence de perturbation de la charge, ce qui diminue la robustesse du contrôle vectoriel.

#### Remarque

On a pas pris en considération les essais de la variation de la résistance statorique  $R_s$  ainsi que le moment d'inertie  $J$ , car des études ont montrées comme [BOU 11] que ces deux paramètres n'influent pas sur la commande vectorielle.

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une commande vectorielle, dans le but de commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique selon un modèle bien spécifique au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensation. Les avantages de la commande vectorielle sont nombreux : elle est basée sur le modèle transitoire, précise et rapide, il y a un contrôle du couple à l'arrêt et le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

L'inconvénient majeur de la commande vectorielle est sa faible robustesse contre les variations paramétriques, et particulièrement à celles de la résistance rotorique. Les résultats de simulation montrent une dégradation du découplage qui affecte les performances de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation.

La synthèse des régulateur classique (PI) portée sur des systèmes linéaires dont les coefficients (Proportionne, Intégrale) sont calculés selon les paramètres de la machine pour une dynamique bien précise, cependant, une erreur ou une dérivé sur les paramètres de la machine influe d'une manière directe sur ces coefficients. L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. D'après les résultats de simulation, on peut constater que la commande vectorielle est très performante.

# Chapitre 3

## COMMANDE VSS PAR MODE DE GLISSEMENT DU MAS

### 3.1 Introduction

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Cette théorie est devenue l'une des techniques de contrôle les plus populaires pour une large gamme de classes des systèmes non-linéaires et présente un grand intérêt dans des domaines très variés tels que la mécanique, la robotique ou le génie électrique. Elle se distingue par sa simplicité de mise en œuvre, une très bonne réponse dynamique, mais surtout par sa robustesse envers les incertitudes internes, traduites par une insensibilité aux variations de paramètres du système à commander, et vis-à-vis des perturbations externes [Ban 09]-[Edw 06]-[Yos 08].

La théorie des modes glissants est le prolongement de l'étude des systèmes à structure variable, eux-mêmes définis comme des systèmes dont la structure change pendant leur fonctionnement [Bar 07a]. Les premiers travaux sur les systèmes à structure variable ont été proposés en ex-Union Soviétique par Anosov [Ano 59], Tzypkin [Tzy 55] et Emel'yanov [Eme 63]-[Eme 67]. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années 70(s), lorsque Utkin introduit la théorie des modes glissants comme une technique de commande non-linéaire [Utk 77]-[Utk 93].

Le principe de la commande à modes glissants consiste à ramener la trajectoire d'état à évoluer vers une surface et la faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre à l'aide d'éléments de commutation discontinue. La surface considérée, correspondant aux dynamiques souhaitées, est alors désignée comme étant la surface de glissement et la commande garantit que le point représentatif du système atteint l'hyper-surface en un temps

fini [Buh 86].

Cependant malgré ses avantages, cette méthode présente un inconvénient majeur connu sous le nom de 'broutement', ou chattering en anglais. En effet, ce type de commande, de nature discontinue, nécessite des commutations à fréquence infinie, or cette hypothèse est irréalisable en pratique. Ce phénomène indésirable, qui peut exciter des dynamiques de haute fréquence non modélisées, peut nuire au fonctionnement des actionneurs de puissance, et même parfois mener à l'instabilité [Utk 77].

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse. Et cela en introduisant, autour de la surface de commutation, une bande d'arrêt en remplaçant la fonction signe par une fonction de saturation, plus lisse et dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Toutefois, il est nécessaire de trouver un compromis entre les performances de poursuite et la largeur de cette bande. Une autre solution consiste à introduire un bloc intégrateur, ce qui a pour conséquence la diminution des oscillations dues au phénomène de broutement, par contre l'erreur de poursuite persiste.

## 3.2 Systèmes à structures variables

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenés vers une surface (Hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement. [GOU 04]

Le système à structure variable admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$x' = \begin{cases} f_1(X) & \text{Si la condition 1 est vérifié} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{Si la condition n est vérifié} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où  $f_i$  les fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe  $C^k$ .

### 3.3 Théorie des Modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global [TAM 00].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas  $n=2$ ) :

$$x' = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{Si } S(x, t) \succ 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{Si } S(x, t) \prec 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Les champs de vecteurs  $u^+$  et  $u^-$  sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{Si } S(x, t) \succ 0 \\ u^- & \text{Si } S(x, t) \prec 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Où  $S(x, t)$  est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation  $S_0$  est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) / S(x, t) = 0\} \quad (3.4)$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute ; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée.

Les trajectoires associées à la fonction  $f$  se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation  $S_0$ .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour  $f^+$  (respectivement pour  $f^-$ ) et de répulsion pour  $f^-$  (respectivement pour  $f^+$ ).
- La troisième configuration (figure 3.1) représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui convergent vers la surface de commutation  $S_0$ , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé "mode de glissement".

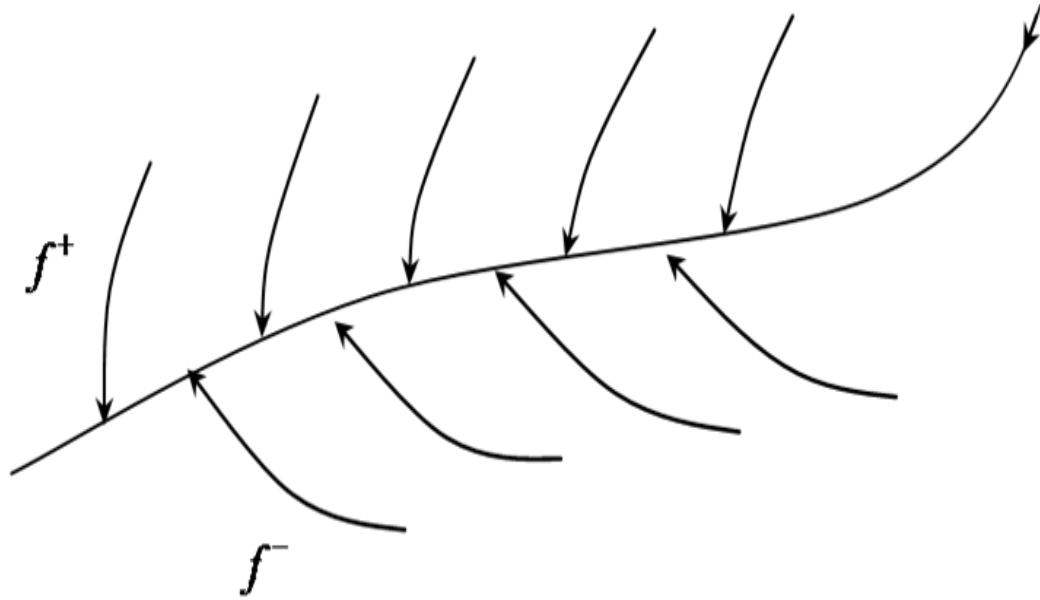


FIGURE 3.1 – Trajectoires de  $f^+$  et de  $f^-$  pour le mode de glissement

### 3.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [CHE 01]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure 3.2) [HAM 03] :

▷ **Mode de convergence (MC) :**

Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

▷ **Mode de glissement (MG) :**

C'est le comportement du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état  $x$  sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

▷ **Mode du régime permanent (MRP) :**

Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.



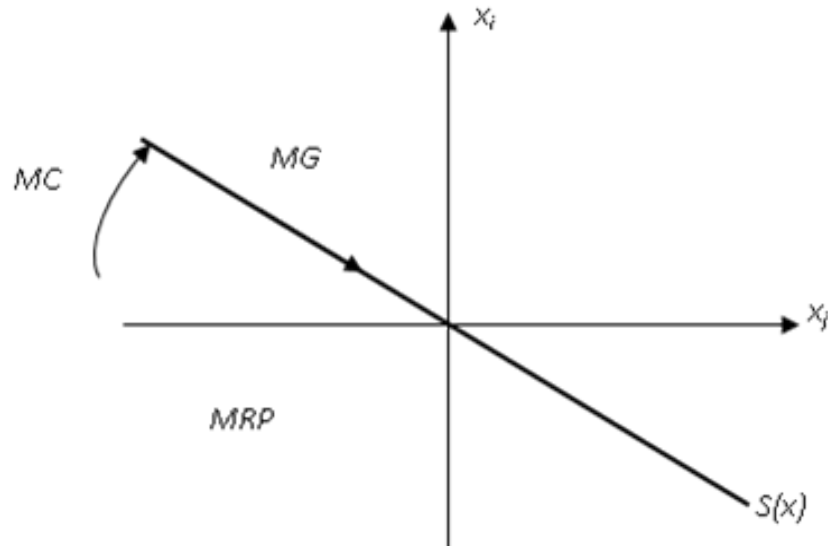


FIGURE 3.2 – Les modes de trajectoire dans le plan de phase

### 3.4 Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis [GOU 04].

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

#### 3.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [GOU 04],[HAM 03] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x \quad y \in R^m \end{cases} \quad (3.5)$$

Il faut choisir "m" surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension "m".

La fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. **J.J.Slotine** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{\delta t} + \lambda_x\right)^{r-1} \cdot e(x) \tag{3.6}$$

Avec :

$e(x)$  : L'écart de la variable à régler  $e(x) = x_{ref} - x$ .

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

donc :

Pour  $r=1$ ,  $S(x) = e(x)$

Pour  $r=2$ ,  $S(x) = \lambda_x e(x) + e'(x)$

Pour  $r=3$ ,  $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x e'(x) + e''(x)$

L'objectif de la commande est de garder la surface  $S(x)$  à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ , pour un choix convenable de  $\lambda_x$ .

Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence-sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre "r".

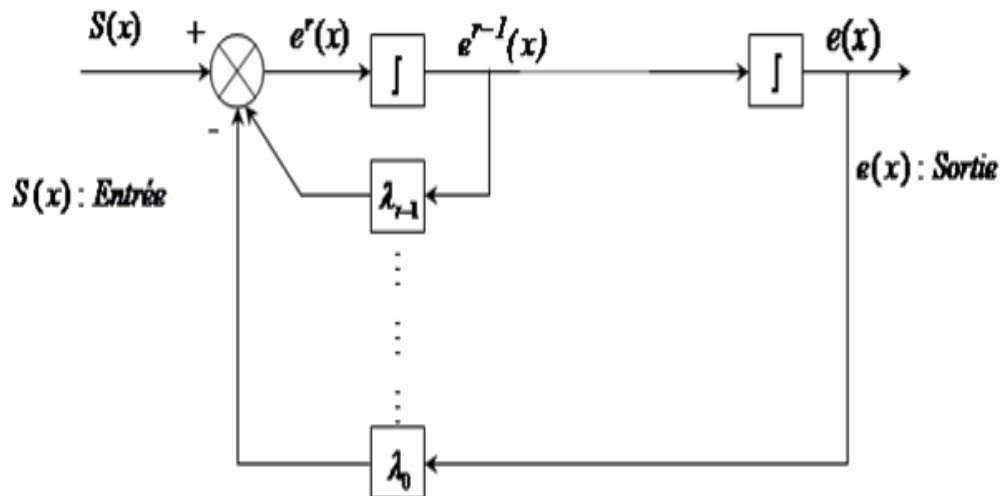


FIGURE 3.3 – Linéarisation exacte de l'écart

### 3.4.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d'y rester même face aux perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système que nous citons ci-dessous :

#### Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN .Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S'(x) \cdot S(x) < 0 \quad (3.7)$$

#### Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive ( $V(x) > 0$ ) pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $V'(x) < 0$ ). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [KAM 04].

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (3.8)$$

Et sa dérivée par :

$$V'(x) = S(x) \cdot S'(x) \quad (3.9)$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)S'(x) < 0 \quad (3.10)$$

L'équation (3.10) montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par ( $S^2(x) > 0$ ), diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal.

### 3.4.3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre  $u_{Max}$  et  $u_{Min}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (figure 3.4). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées "broutement" ou "Chattering" apparaissent dans le mode de glissement.

#### Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.11)$$

$u_{eq}(t)$  : correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement ( $V(x)=0$ ). Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$S \cdot (x) = 0$$

$u_N(t)$  : est introduit pour satisfaire la condition de convergence  $S \cdot (x) \cdot S(x) < 0$ . Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par :

$$S \cdot (x) = u_N$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $u_{Max}$  et  $u_{Min}$ .

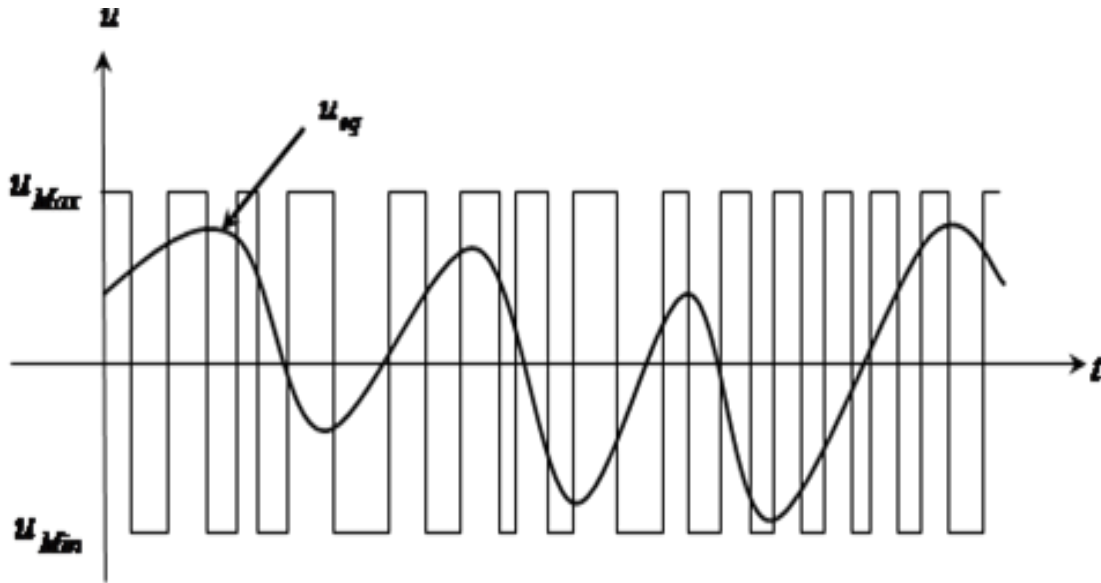


FIGURE 3.4 – La valeur continue  $u_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $u_{Max}$  et  $u_{Min}$

### Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.12)[DJO 04].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (3.12)$$

Le vecteur est composé de deux grandeurs :  $u_{eq}$  et  $u_N$ , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (3.13)$$

Nous avons :

$$S \cdot (x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dS}{dx} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{dS}{dx} \{g(x, t)u_N\} \quad (3.14)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = - \left\{ \frac{dS}{dx} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{dS}{dx} f(x, t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (3.15)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par sa valeur tirée de l'équation (3.15) dans l'équation (3.14). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$S'(x) = \frac{dS}{dx} \{g(x, t)u_N\} \quad (3.16)$$

Le problème revient à trouver  $u_N$  tel que :

$$S(x)S'(x) = S(x) \frac{dS}{dx} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (3.17)$$

### Commande discontinue (fonction signe)

Dans la théorie des VSC, il y a de différentes manières de choisir les paramètres pour définir une logique de commutation, dans la littérature il y a trois types de structures très répandues, la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais, et la commande équivalente.

La solution la plus simple est de choisir  $u_N$  sous la forme de relais figure 3.5. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.18)$$

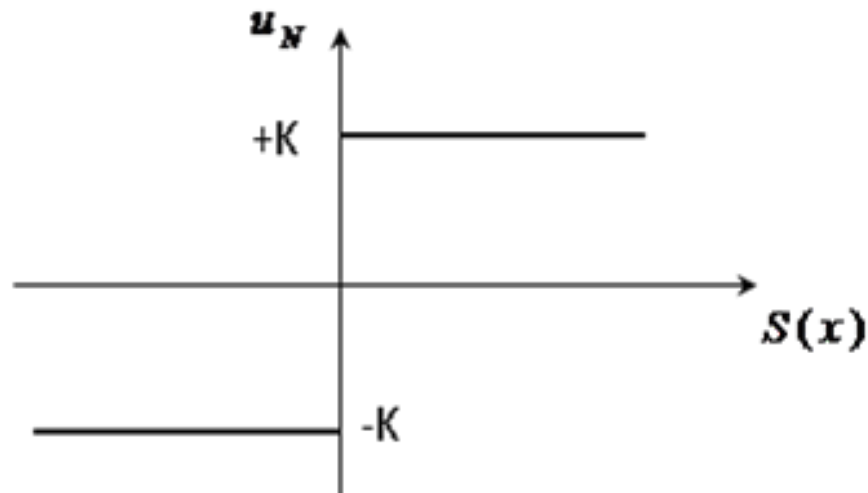


FIGURE 3.5 – Représentation de la fonction " SIGN "

En remplaçant l'expression (3.18) dans (3.17), on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} g(x, t) K |S(x)| < 0 \quad (3.19)$$

Où le facteur  $\frac{dS}{dx} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (3.19). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [TAM 00].

## 3.5 Le phénomène de chattering

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs ( $\pm k$ ) à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser d'une part de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande. Par conséquent, ces oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène est dit phénomène de broutement (Chattering).

Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, et il peut servir en plus d'exciter des dynamiques négligées durant la modélisation [GOU 04].

### 3.5.1 Réduction du phénomène de "chattering" par l'emploi de commandes discontinues évoluées

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [TAM 00].

Il existe différentes méthodes pour éliminer le broutement (phénomène de Chattering) qui se base sur le remplacement de la fonction "sign" par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. Parmi ces méthodes, on trouve la commande adoucie qui est caractérisée par un ou deux seuils représenté par la (fonction SAT). Le choix de seuil est directement lié à la précision en boucle fermée. On trouve aussi la commande représenté

par la fonction "SMOOTH".

- **Fonction SAT**

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S \succ \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S \prec -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } S \prec |\mu| \end{cases} \quad (3.20)$$

$\mu$  : Un paramètre petit et positif.

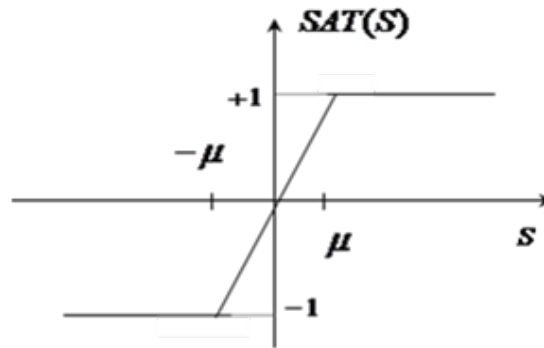


FIGURE 3.6 – Fonction "SAT"

- **Fonction SMOOTH**

On peut aussi remplacer la fonction "sign" par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction figure 3.7; soit :

$$Smooth(S) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{-1} e(x) \quad (3.21)$$

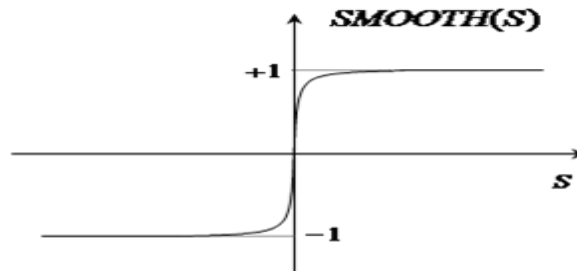


FIGURE 3.7 – Fonction "SMOOTH"



### 3.6 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

Dans cette étude nous nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au première chapitre .Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique .Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes  $d$  et  $q$  et de faire la régulation sur chacun d'eux.

Afin de régler la vitesse de la machine asynchrone, deux surfaces de glissement sont choisies vu la dimension du vecteur de commande  $U$  représenté dans la figure (3.8) par les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ . Les variables à régler sont la vitesse  $\omega$  de rotation et le flux " $\phi_r$ "

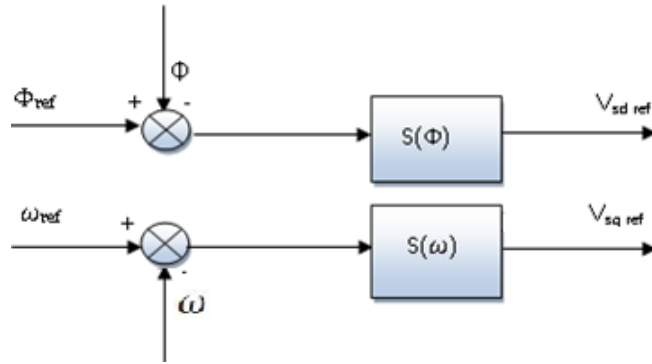


FIGURE 3.8 – Schéma de la structure de la commande par mode de glissement

Le degré relatif des deux surfaces est pris égal à deux pour pouvoir apparaître les commandes  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  dans ses dérivées. Donc pour  $r=2$  :

$$S(x) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (3.22)$$

Pour  $x=\omega, \phi_r$  on a :

$$\begin{cases} S_{\phi_r} = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_{\phi_r} \right) e(\phi_r) \\ S_{\omega} = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_{\omega} \right) e(\omega) \end{cases} \quad (3.23)$$

Avec :

$$\begin{cases} e(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \\ e(\omega) = \omega^* - \omega \end{cases}$$

Les dérivées des surfaces sont déduites comme suit :

$$\begin{cases} S_{\phi_r} \dot{\cdot} = \phi_r^{*\ddot{\cdot}} + \lambda_\phi \cdot \phi_r^{*\dot{\cdot}} - \phi_r^{\ddot{\cdot}} - \lambda_\phi \cdot \phi_r^{\dot{\cdot}} \\ S_{\omega} \dot{\cdot} = \omega_r^{*\ddot{\cdot}} + \lambda_\omega \cdot \omega_r^{*\dot{\cdot}} - \omega_r^{\ddot{\cdot}} - \lambda_\omega \cdot \omega_r^{\dot{\cdot}} \end{cases} \quad (3.24)$$

On a :

$$\begin{cases} S_{\phi_r} \dot{\cdot} = \phi_r^{*\ddot{\cdot}} + \lambda_\phi \phi_r^{*\dot{\cdot}} + \left(\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi\right) \cdot \phi_r^{\dot{\cdot}} - \frac{M_{Sr}}{T_r} \cdot i_{Sd} \\ S_{\omega} \dot{\cdot} = \omega_r^{*\ddot{\cdot}} + \lambda_\omega \cdot \omega_r^{*\dot{\cdot}} + \frac{p}{J} \cdot C_r + \left(\frac{f}{J} - \lambda_\omega\right) \cdot \omega^{\dot{\cdot}} \\ -\frac{p^2 M_{Sr}}{J L_r} \cdot \phi_r i_{Sq} - \frac{p^2 M_{Sr}}{J L_r} \cdot \phi_r^{\dot{\cdot}} i_{Sq} \end{cases} \quad (3.25)$$

Durant le mode de glissement, les dérivées sont nulles, d'où nous tirons les commandes équivalentes  $V_{Sdeq}$  et  $V_{Sqe}$  :

$$V_{Sdeq} = \frac{\sigma L_S T_r}{M_{Sr}} \cdot \left[ \begin{array}{l} \phi_r^{*\ddot{\cdot}} + \lambda_\phi \phi_r^{*\dot{\cdot}} + \left(\frac{1}{T_r} - \lambda_\phi\right) \cdot \phi_r^{\dot{\cdot}} - \frac{M}{T_r} \cdot \left(-\frac{1}{\sigma} \cdot \left(\frac{1}{T}\right) \right. \\ \left. + \frac{M^2}{T_r L_r L} \cdot i_d\right) + \omega_s i_q + \frac{M}{\sigma T_r L_r L} \cdot \phi_r \end{array} \right] \quad (3.26)$$

$$V_{Sqe} = \frac{\sigma L_S J L_r}{p^2 M_{Sr} \phi_r} \left[ \begin{array}{l} \omega_r^{*\ddot{\cdot}} + \lambda_\omega \omega_r^{*\dot{\cdot}} + \frac{p}{J} \cdot C_r + \left(\frac{f}{J} - \lambda_\omega\right) \cdot \omega^{\dot{\cdot}} \\ -\frac{p^2 M_{Sr}}{J L_r} \cdot i_{Sq} \cdot \left(\frac{M_{Sr}}{T_r} \cdot i_{Sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_r\right) - \frac{p^2 M_{Sr}}{J L_r} \cdot \phi_r^{\dot{\cdot}} \\ \left[-\omega_s i_{Sd} - \frac{1}{\sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_S} + \frac{M_{Sr}^2}{T_S L_r L_S}\right) \cdot i_{Sq} - \frac{M_{Sr}}{\sigma L_r L_S} \cdot \phi_r \cdot \omega\right] \end{array} \right] \quad (3.27)$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$\begin{cases} S_{\omega} \dot{\cdot} = \frac{p^2 M_{Sr}}{J \sigma L_r L_S} \cdot V_{Sq} \\ S_{\phi_r} \dot{\cdot} = \frac{-M_{Sr}}{\sigma T_r L_S} \cdot V_{Sdn} \end{cases} \quad (3.28)$$

Pour vérifier, nous devons poser :

$$\begin{cases} V_{Sdn} = K_{vd} \cdot \text{sign}(S_{\phi_r}) \\ V_{Sq} = K_{vq} \cdot \text{sign}(S_{\omega}) \end{cases} \quad (3.29)$$

## 3.7 Simulations de la commande par mode de glissement

### 3.7.1 Profils de poursuite, régulation et robustesse

Dans ce chapitre, nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par le même onduleur de tension à celui de la commande vectorielle, ce dernier est équipée d'une commande non-linéaire dite : commande par mode glissement. Et pour cela nous avons réalisé plusieurs séries de simulations numériques sous l'environnement MATLAB/SIMULINK pour mettre en évidence les propriétés de la commande SMC et aussi corriger les insuffisances de la commande vectorielle du chapitre précédent.

Les simulations réalisées se divisent en trois parties similaires à celle de la CVD (test de poursuite, régulation et robustesse face aux variations de la résistance rotorique) afin de comparer les deux commandes, plus deux autres essais, l'un montre la robustesse de la commande par mode de glissement face aux variations de la résistance statorique, et l'autre représente le phénomène de broutement. Les différents profils de consignes de la vitesse et du couple de charge perturbateur, sélectionnés pour les tests de simulation, sont illustrés dans l'annexe A.

### 3.7.2 Résultats des simulations

Les résultats de simulation de la commande par mode de glissement sont exposés respectivement sur les figures suivantes :

- fig.3.9 pour les essais de poursuite,
- fig.3.10 pour les essais de régulation,
- fig.3.11 pour l'influence des variations de la résistance rotorique.
- fig.3.12 pour l'influence des variations de la résistance statorique.
- fig.3.13 pour montrer le phénomène de broutement (chattering) à vide et en charge.

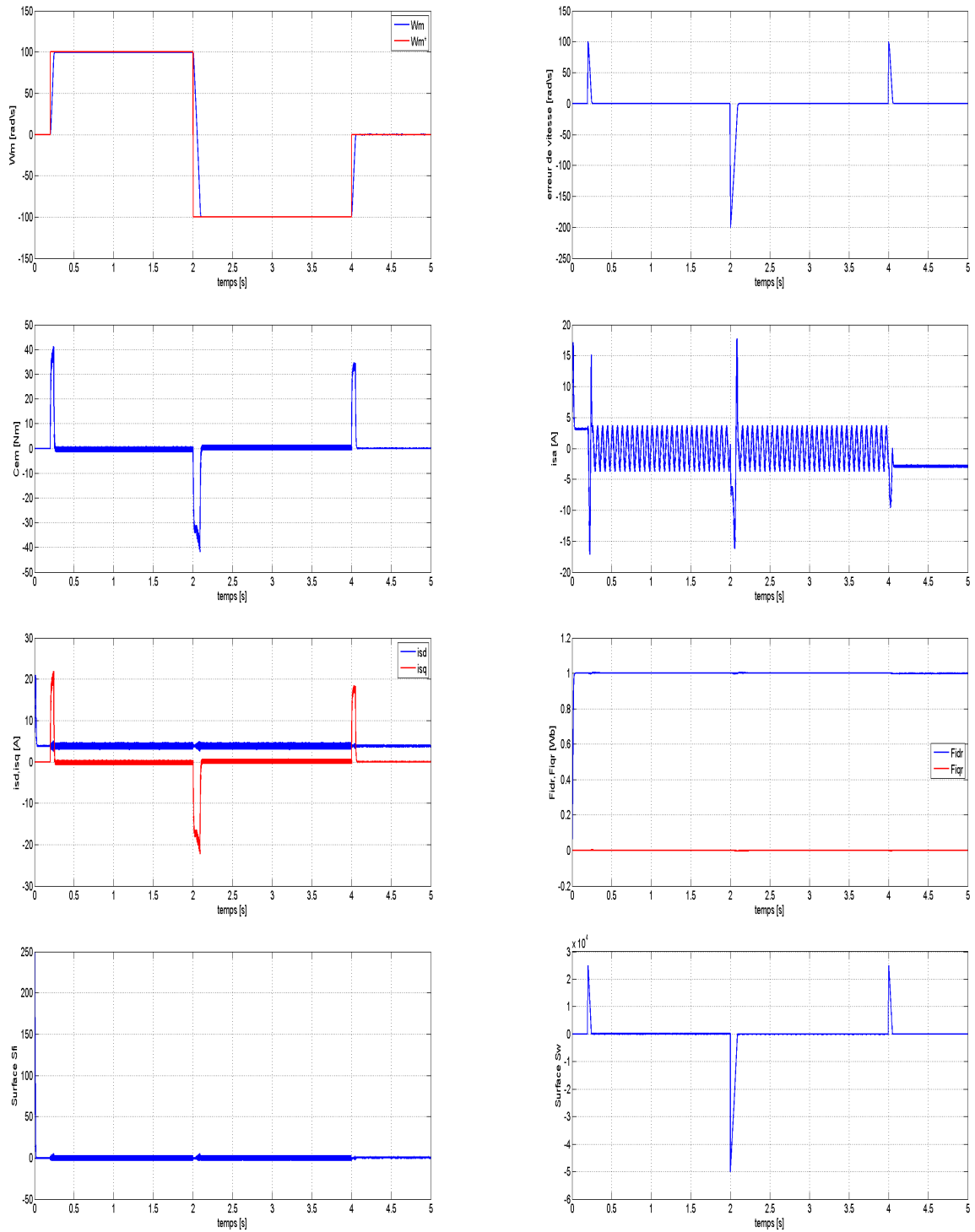


FIGURE 3.9 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation

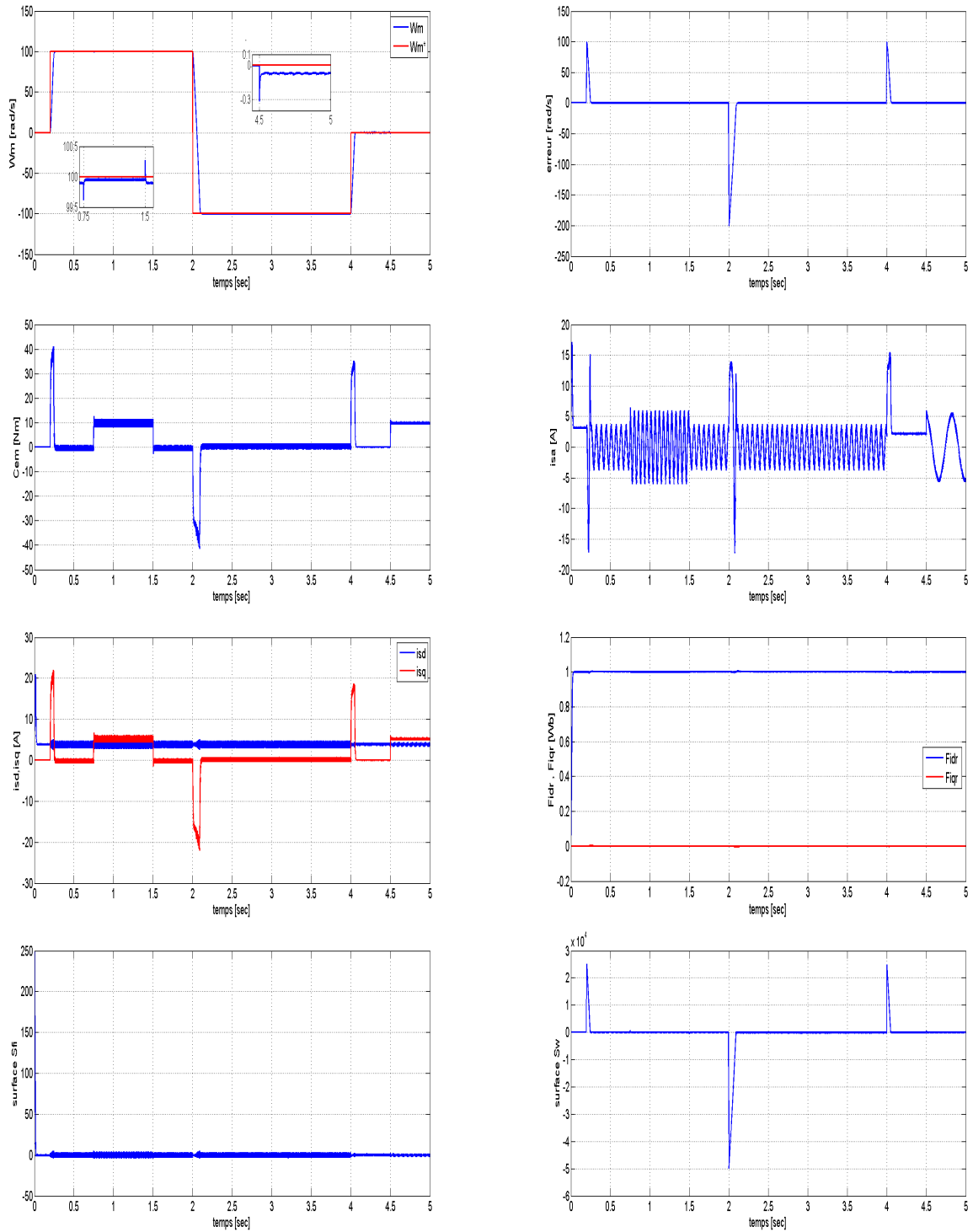


FIGURE 3.10 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge

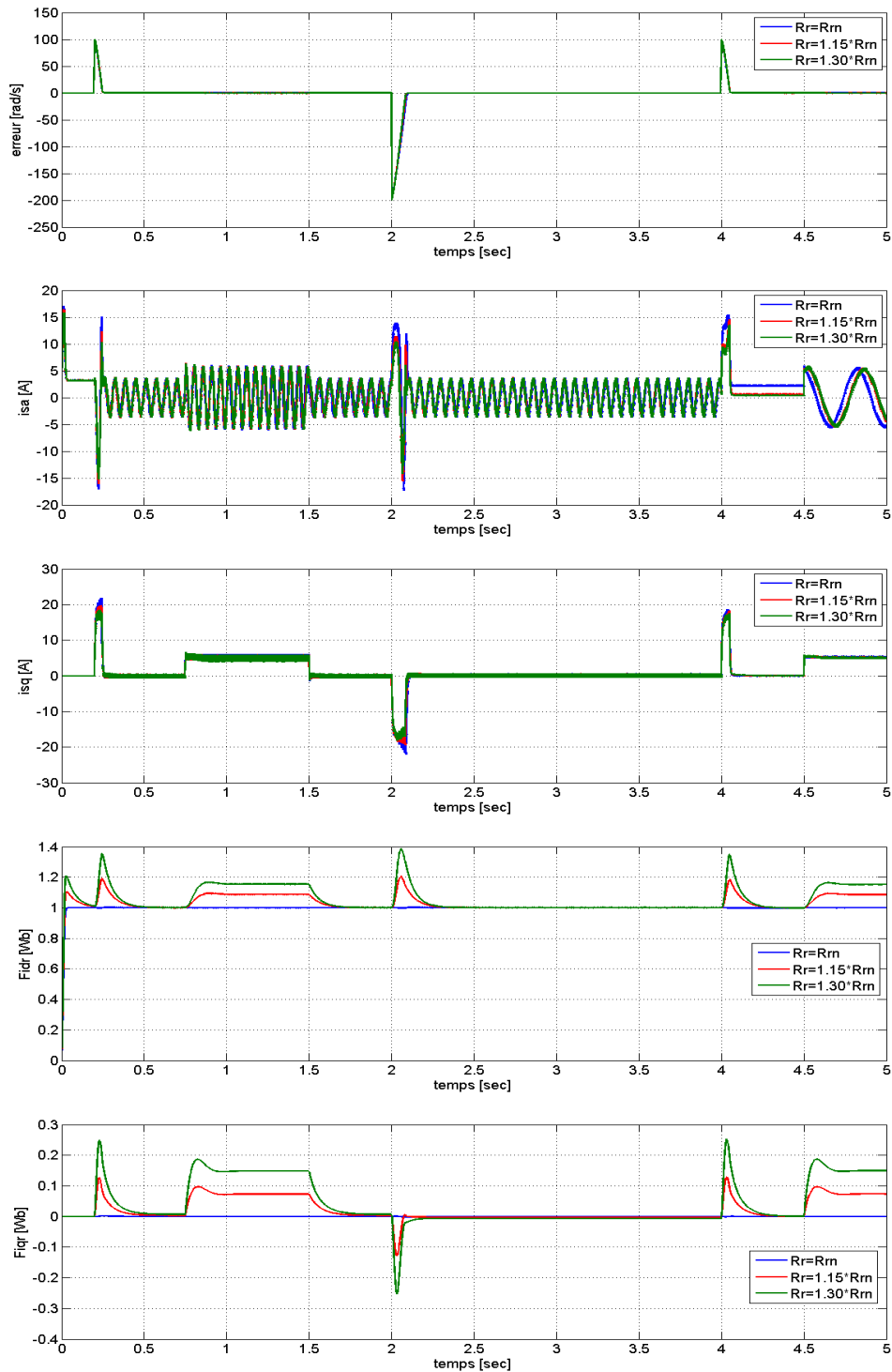


FIGURE 3.11 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application, suppression d’un couple de charge et variation de la résistance rotorique

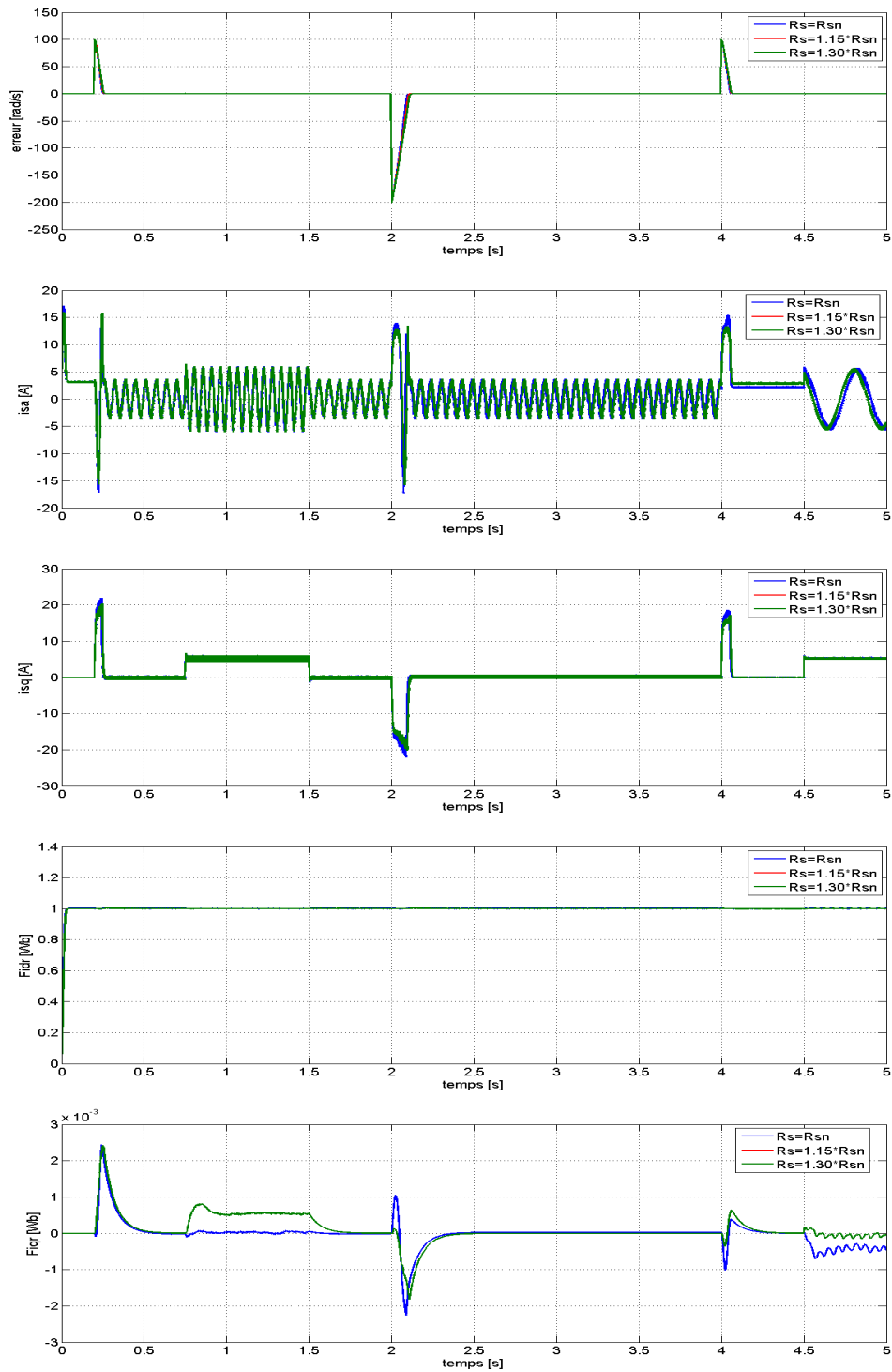


FIGURE 3.12 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application, suppression d’un couple de charge et variation de la résistance statorique

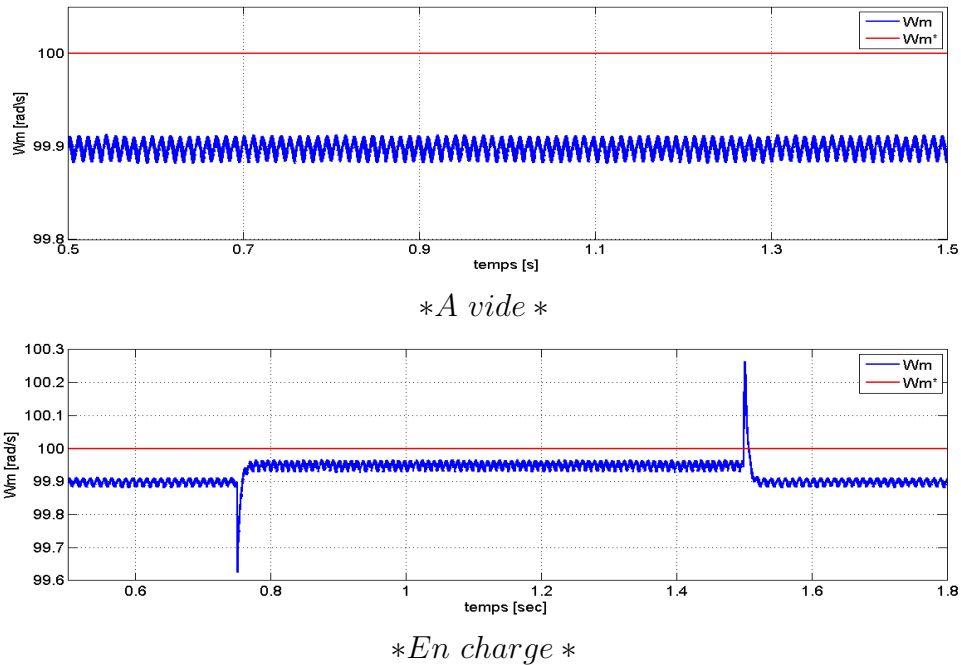


FIGURE 3.13 – Phénomène de broutement (chattering) à vide et en charge

### 3.7.3 Interprétations

- Figure 3.9 : On remarque que la vitesse suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse très court. On peut dire qu'on a une amélioration de la performance (couple, courant) en comparant avec les résultats des chapitres précédents. Au moment de l'inversion du sens de rotation on remarque une variation négligeable au niveau des composants du flux rotorique, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.
- Figure 3.10 : La vitesse suit toujours sa référence même au moment d'application du couple de charge. Le découplage est toujours garanti.
- Figure 3.11 : On remarque que la vitesse ne change pas, elle reste presque identique à celle du cas aux paramètres nominaux, par contre on remarque une perturbation dans le découplage mais peu sensible par rapport aux autres commandes élaborées dans les chapitres précédents.
- Figure 3.12 : Les variations de la résistance statorique n'a pas d'influence sur les performances de la vitesse et du découplage.
- Figure 3.13 : Représente la vitesse à vide et en charge, où on remarque des perturbations qui désignent le phénomène de broutement (chattering).



**Remarque**

On'a pas pris en considération les essais de la variation du moment d'inertie  $J$ , car des études ont montré comme [SED 12] que ce dernier n'influe pas sur la commande par mode de glissement.

## 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) de type mode glissant appliqué à une machine asynchrone, où nous avons présenté le modèle de la théorie de base de cette commande, ensuite nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande.

Le choix convenable des surfaces de commutation est une étape très essentielle dans la commande par mode de glissement, car il permet d'obtenir de hautes performances s'adaptant parfaitement aux systèmes non linéaires.

Les résultats de simulations obtenus avec la commande par mode glissant nous montrent la différence entre la commande vectorielle et la commande par mode de glissement, où cette dernière est plus robuste lors des variations du sens de rotation de la machine ainsi que la variation du couple de charge avec un temps très réduit. Cette commande est bien meilleure que la commande vectorielle mais son problème elle aussi réside dans le cas où on varie la résistance rotorique, ce qui cause une perturbation dans le " découplage " qui représente la base de toutes les commandes.

Malgré ces multiples avantages, il reste le phénomène très important dit phénomène de broutement (chattering), c'est un ensemble de perturbations non désiré par la machine.

# Chapitre 4

## COMMANDE SC AVEC OBS DE FLUX ET DE VITESSE

### 4.1 Introduction

Afin d'avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis et pour garantir les performances souhaitées de la commande de la machine asynchrone, la régulation et le maintien constant du flux sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût.

La première idée, pour accéder au flux rotorique, est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Cependant, l'utilisation de ces capteurs altère le fonctionnement de la machine, et les avantages du moteur asynchrone sont perdus. De plus, le surcoût, leur fragilité ou les problèmes de fiabilité limitent leur mise en oeuvre dans des applications industrielles [DER 02] .

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée dans les dernières années. On peut citer à titre d'exemple les observateurs non linéaire (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet).

Nous allons élaborer dans ce chapitre, une étude complète sur les observateurs. La conception d'un observateur de vitesse s'avère nécessaire pour réduire les problèmes de maintenance du capteur mécanique de vitesse.

## 4.2 Principe de l'observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice de gain  $K$  pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur (Fig.4.1) [CHA 05] [MAT 06]

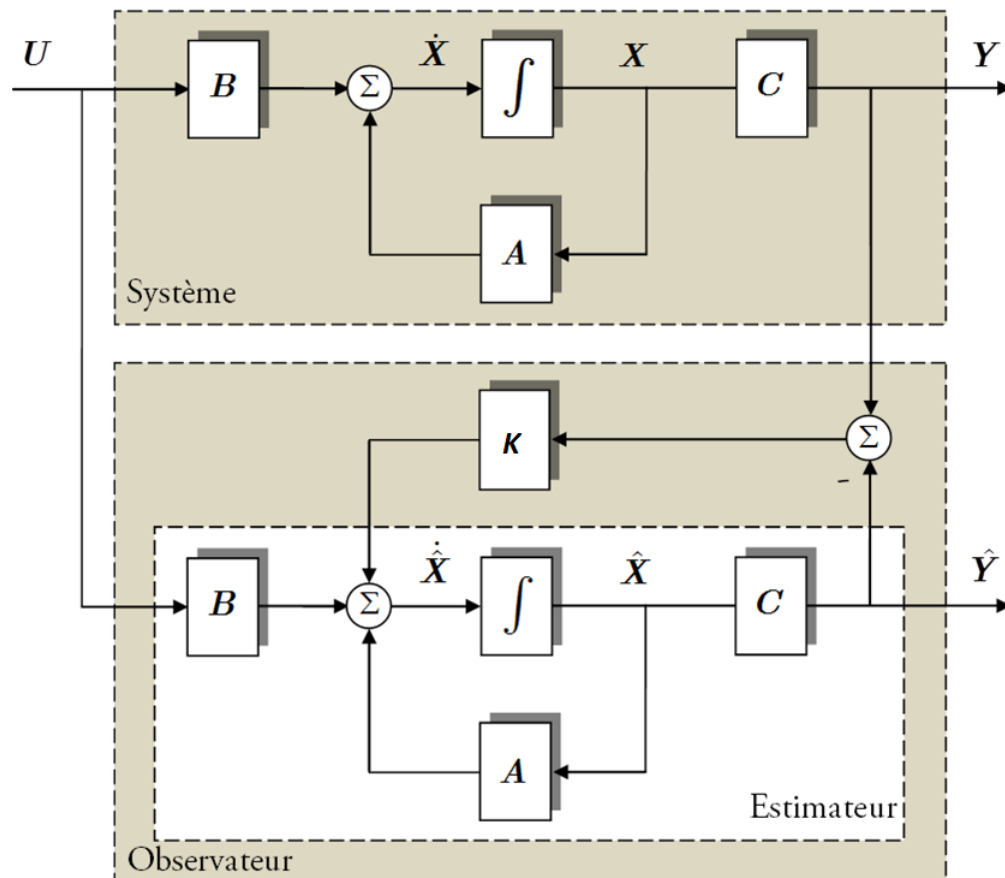


FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

A partir du schéma de principe des observateurs représentés par la Fig.4.1, nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs. Leurs différences se situent uniquement dans

la synthèse de la matrice de gain  $K$ . Celui-ci régit sur la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [GRE 97].

L'observation se fait en deux étapes :

- **L'estimation** : qui se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système.
- **La correction** : qui se fait en boucle fermée.

### 4.3 Différents types d'observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation classées en fonction de trois critères différents : [BAK 07]

- ▷ Le premier se base sur la nature du système considéré. On distingue les observateurs :
  - a- Pour les systèmes linéaires [MER 08] :
    - Observateurs de type déterministe.
    - Observateurs basés sur le filtrage stochastique de KALMAN.
  - b- Pour les systèmes non-linéaires, il existe une grande richesse de méthodes, on peut énoncer par exemple :
    - Observateur de Luenberger,
    - Observateurs basés sur l'analyse de stabilité par la méthode de Lyapunov,
    - Observateurs à modes glissants,
    - Observateurs à grand gain... etc.
- ▷ Le deuxième en fonction de l'environnement, on trouve deux types :
  - a- L'observateur qui ne prend pas en considération les perturbations externes du système.
  - b- L'observateur stochastique qui tient compte que des bruits des états et des mesures.
- ▷ Le dernier critère est la dimension du vecteur d'état. Il existe des observateurs d'ordre complet, réduit et étendu.

Dans ce chapitre nous présentons un observateur de Luenberger et un observateur adaptatif d'ordre complet avec estimation de flux et de vitesse.

## 4.4 Etude de la CV sans capteur mécanique

L'objectif de l'observateur est de donner une structure minimale à la commande. Lorsque les grandeurs (vitesse, flux) de la MAS ne sont pas mesurées, elles sont considérées comme des paramètres inconnus dans le système d'équation de l'observateur basé sur le modèle de la machine. Pour réaliser notre observateur nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application des deux commande CVD et SVC de la MAS, nous pouvons poser les considérations suivantes [CAN 00],[MOK 04] :

- Paramètres du modèle : connus et invariants,
- Courants statoriques : mesurés,
- Pulsation et tensions statoriques : fournies par la commande,
- Flux rotoriques : à observer,
- Vitesse rotorique : à observer.

### 4.4.1 Modèle de la MAS dans le repère $(\alpha, \beta)$

A présent, nous allons procéder à la mise en équations d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur[MOR 05], [HAN 06], il convient de prendre un repère d'axes lié au stator. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (4.1)$$

Tel que :

$$X = [I_{S\alpha} \ I_{S\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T, \ Y = I_S = [I_{S\alpha} \ I_{S\beta}]^T, \ U = V_S = [V_{S\alpha} \ V_{S\beta}]^T$$

Avec :

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \ B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_S\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right), \ a_2 = \frac{1-\sigma}{T_r L_m \sigma}, \ a_3 = \frac{1-\sigma}{L_m \sigma}, \ a_4 = \frac{L_m}{T_r}, \ a_5 = -\frac{1}{T_r}, \ \omega = p\Omega$$

## 4.5 Estimation de flux avec observateur de Luenberger

### 4.5.1 Observateur de Luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut pas être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [GRE 97]. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \hat{X} = A\hat{X} + BU + K\epsilon_y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (4.2)$$

Tel que :

$$\epsilon_y = Y - \hat{Y} \quad (4.3)$$

### 4.5.2 Détermination de la matrice de gain K

L'équation (4.2) intervient dans (4.3), on a alors :

$$\begin{cases} \hat{X} = A_0\hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (4.4)$$

Avec :

$$A_0 = A - KC \quad (4.5)$$

Dans la mesure où les variables de sortie ( $I_{S\alpha}, I_{S\beta}$ ) sont en même temps les variables d'état, la matrice de sortie C est simple et aux éléments constants. La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique (paragraphe 4.4.1). Cette caractéristique sera retenue pour la matrice  $A_0$  qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain K. Elle peut s'écrire :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \\ -K_2 & K_1 & -K_4 & K_3 \end{bmatrix}^T \quad (4.6)$$

$K_1, K_2, K_3$  et  $K_4$  sont données par :

$$\begin{cases} K_1 = (1 - k) \cdot \left( \frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_2 = (k - 1) \hat{\Omega} \\ K_3 = \frac{(1-k^2)}{a_3} \cdot \left( \frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{a_3}{T_r} \right) + \frac{(k-1)}{a_3} \cdot \left( \frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_4 = -\frac{(k-1)}{a_3} \hat{\Omega} \end{cases} \quad (4.7)$$

A partir d'un choix judicieux des valeurs K il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système [HAN 06],[MAT 06].

### 4.5.3 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Comme l'état n'est pas accessible en général, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons  $\hat{X}$  [MER 08].

Tel que :

$$\hat{X} = [\hat{I}_{S\alpha} \ \hat{I}_{S\beta} \ \hat{\phi}_{r\alpha} \ \hat{\phi}_{r\beta}]^T \quad (4.8)$$

D'après l'équation (4.2), on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \hat{I}_{S\alpha} = a_1 \hat{I}_{S\alpha} + a_2 \hat{\phi}_{r\alpha} + a_3 \omega \hat{\phi}_{r\beta} + \left( \frac{1}{\sigma L_S} \right) V_{S\alpha} + K_1 (I_{S\alpha} - \hat{I}_{S\alpha}) - K_2 (I_{S\beta} - \hat{I}_{S\beta}) \\ \hat{I}_{S\beta} = a_1 \hat{I}_{S\beta} + a_2 \hat{\phi}_{r\beta} - a_3 \omega \hat{\phi}_{r\alpha} + \left( \frac{1}{\sigma L_S} \right) V_{S\beta} + K_2 (I_{S\alpha} - \hat{I}_{S\alpha}) + K_1 (I_{S\beta} - \hat{I}_{S\beta}) \\ \hat{\phi}_{r\alpha} = a_4 \hat{I}_{S\alpha} + a_5 \hat{\phi}_{r\alpha} - \omega \hat{\phi}_{r\beta} + K_3 (I_{S\alpha} - \hat{I}_{S\alpha}) - K_4 (I_{S\beta} - \hat{I}_{S\beta}) \\ \hat{\phi}_{r\beta} = a_4 \hat{I}_{S\beta} + a_5 \hat{\phi}_{r\beta} + \omega \hat{\phi}_{r\alpha} + K_4 (I_{S\alpha} - \hat{I}_{S\alpha}) + K_3 (I_{S\beta} - \hat{I}_{S\beta}) \end{cases} \quad (4.9)$$

Donc, la représentation d'état de l'observateur devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{S\alpha} \\ \hat{I}_{S\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega \\ 0 & a_1 & -a_3 \omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{S\alpha} \\ \hat{I}_{S\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S\alpha} - \hat{I}_{S\alpha} \\ I_{S\beta} - \hat{I}_{S\beta} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A(\Omega) \hat{X} + BU + K(I_S - \hat{I}_S) \quad (4.11)$$

avec :

$$(I_S - \hat{I}_S) = [I_{S\alpha} - \hat{I}_{S\alpha} \quad I_{S\beta} - \hat{I}_{S\beta}]^T \quad (4.12)$$

## 4.6 Estimation de vitesse avec observateur de Luenberger basé sur le mécanisme d'adaptation

### 4.6.1 Représentation de l'observateur adaptatif

La structure de l'observateur adaptatif est illustrée par la figure 4.2.

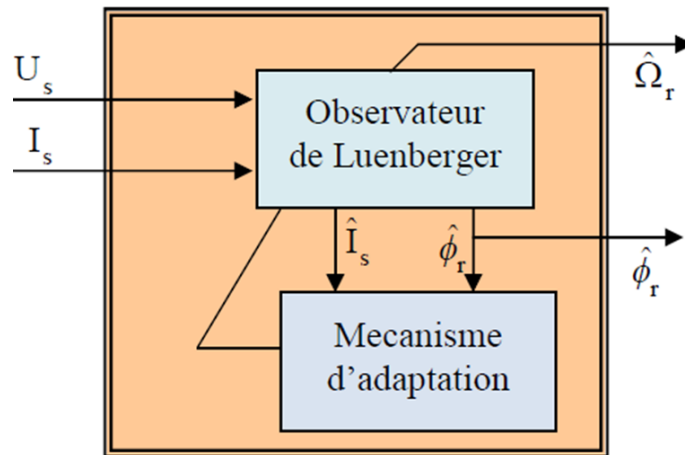


FIGURE 4.2 – Structure de l'observateur adaptatif

L'observateur adaptatif a été initialement conçu pour effectuer la reconstruction du flux rotorique et de la vitesse en s'affranchissant d'un capteur mécanique. Cependant l'efficacité d'un tel observateur dépend de la connaissance exacte des paramètres du moteur. Dans ce cas, les composantes du flux et les valeurs de la vitesse ne sont donc pas mesurées, mais considérées comme des paramètres inconnus et constants.

### 4.6.2 Représentation d'état de l'observateur adaptatif

Supposons maintenant que la vitesse  $\Omega$  est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer. L'observateur peut s'écrire :

$$\hat{\dot{X}} = A(\hat{\Omega})\hat{X} + BU + K(I_S - \hat{I}_S) \quad (4.13)$$



Avec :

$$A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \hat{\Omega} \\ 0 & a_1 & -a_3 p \hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & p \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de Lyapunov. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée par :

$$\dot{e} = (A - KC)e + (\Delta A)\hat{X} \quad (4.15)$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & -a_3 p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Où :

$$\Delta \Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (4.17)$$

$$e = X - \hat{X} = [e_{I_{S\alpha}} \ e_{I_{S\beta}} \ e_{\phi_{r\alpha}} \ e_{\phi_{r\beta}}]^T \quad (4.18)$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta \Omega)^2}{\lambda} \quad (4.19)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left\{ \frac{d(e^T)}{dt} \right\} e + e^T \left\{ \frac{de}{dt} \right\} + \frac{d}{\lambda dt} (\Delta \Omega)^2 \quad (4.20)$$

$$\frac{dV}{dt} = e^T \left\{ (A - KC)^T + (A - KC) \right\} e - 2a_3 \Delta \Omega (e_{I_{S\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{S\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta \Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (4.21)$$

Une condition suffisante pour avoir une stabilité asymptotique uniforme est que l'équation (4.21) soit négative, ce qui revient à annuler les deux derniers termes de cette équation (puisque les autres termes du second membre de (4.21) sont toujours négatifs), et dans ce cas on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation [MER 08]. On obtient :

$$\hat{\Omega} = \lambda a_3 \int_0^t (e_{I_{S\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{S\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (4.22)$$

Où  $\lambda$  est une constante positive.

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante et afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation. On estime la vitesse par un régulateur PI décrit par cette relation :

$$\hat{\Omega} = k_p(e_{I_{S\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{S\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) + k_i \int (e_{I_{S\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{I_{S\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (4.23)$$

Avec  $k_p$  et  $k_i$  sont des constantes positives.

Le schéma bloc de l'observateur adaptatif est illustré par la figure 4.3 :

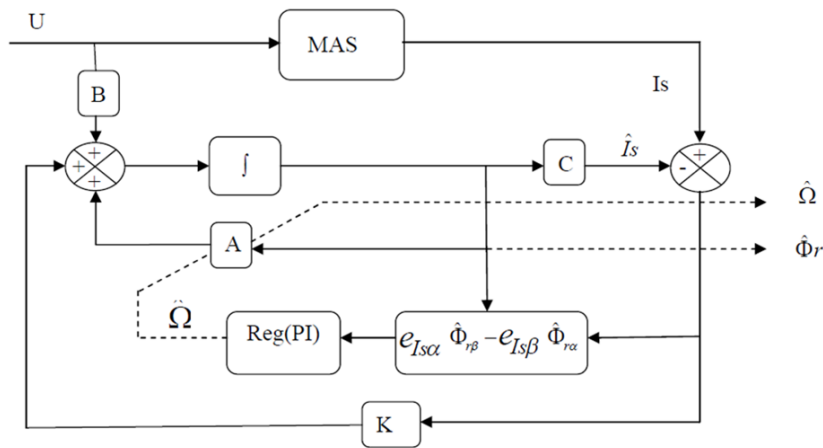


FIGURE 4.3 – Schéma fonctionnel bloc de l'observateur adaptatif

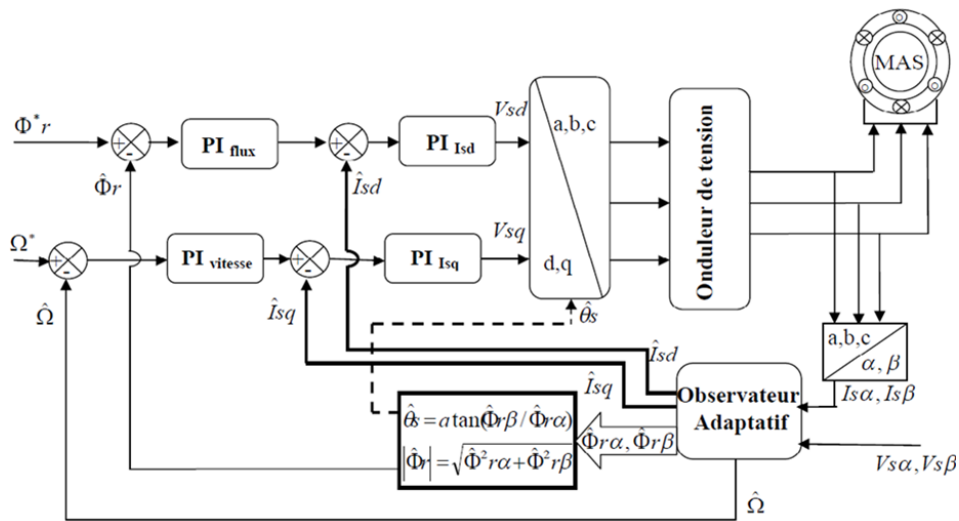


FIGURE 4.4 – CVD basé sur un observateur adaptatif

**Remarque**

On a introduit l'observateur adaptatif de type Luenberger sur les deux commandes CVD du chapitre II et SVC du chapitre III, afin de réaliser une comparaison totale entre les deux commandes. La figure précédente (figure4.4) présente une CVD basé sur un observateur adaptatif.

## 4.7 Simulations des différentes commandes sans capteurs

Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin de tester la robustesse de la CVD et de la SVC basée sur un OA. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation des régulateurs de vitesse, du couple et du flux de type PI. Un choix judicieux a été fait pour la valeur du gain K et du régulateur utilisé pour le mécanisme d'adaptation de la vitesse rotorique.

La simulation comporte trois étapes afin d'analyser les performances statique et dynamique de l'observateur de Luenberger ainsi que des deux commandes. Chaque étape comporte trois figures :

- La 1ère concerne la réponse du système à un échelon de vitesse, suivi d'une inversion du sens de rotation.
- La 2ème concerne la réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application et suppression d'un couple de charge.
- La 3ème concerne la réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d'une inversion du sens de rotation avec application, suppression d'un couple de charge, avec variation de la résistance rotorique et statorique

Les étapes sont les suivantes :

**Etape1** : Etude de l'observateur de Luenberger par une CVD sans capteur avec observateur de flux.

**Etape2** : Etude de la commande vectorielle directe sans capteur mécanique avec observateur adaptatif de type Luenberger.

**Etape3** : Etude de la commande par mode glissant sans capteur mécanique avec observateur adaptatif de type Luenberger.

### 4.7.1 Résultats des simulations

Etape1 :

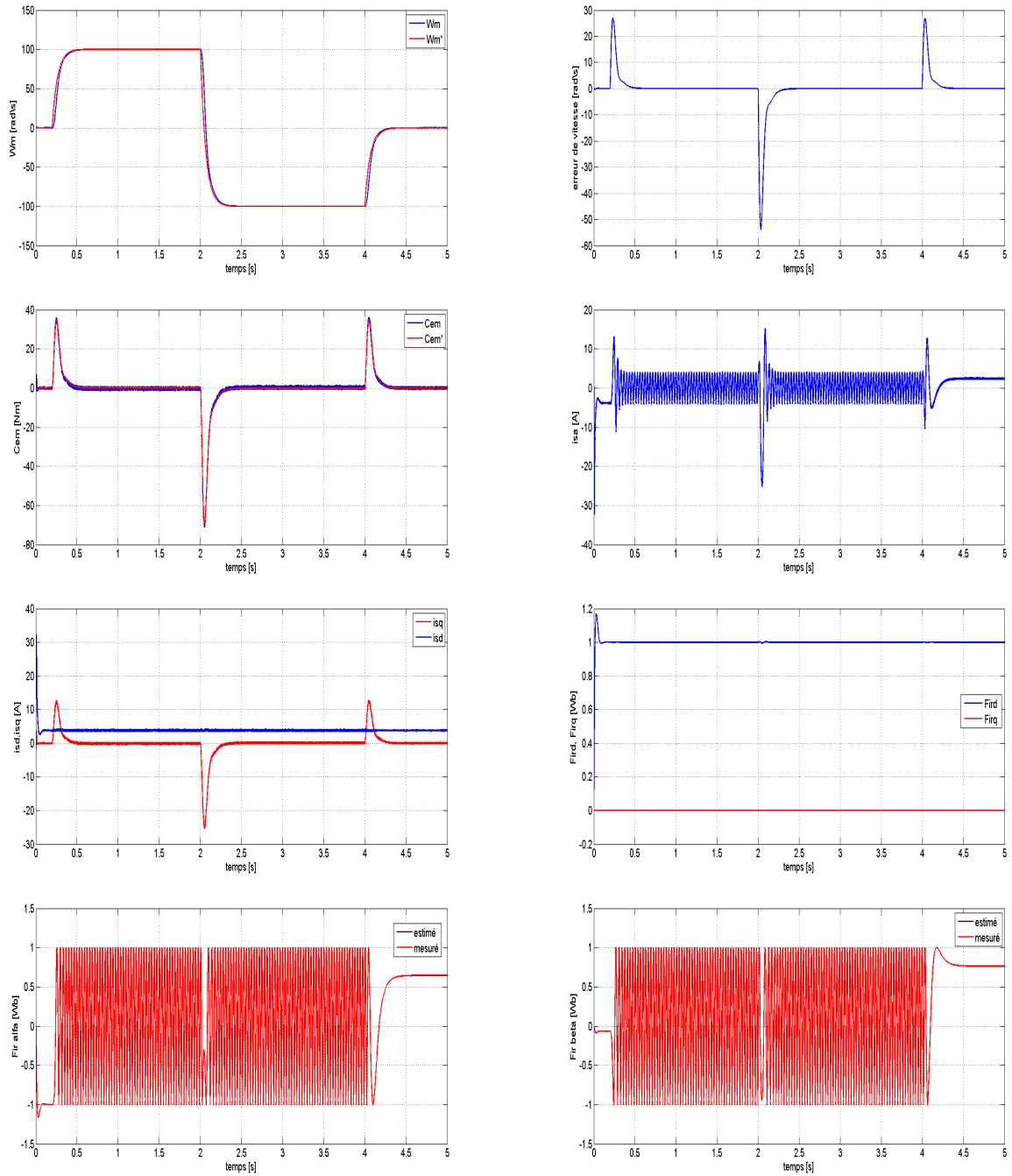


FIGURE 4.5 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d’une inversion du sens de rotation

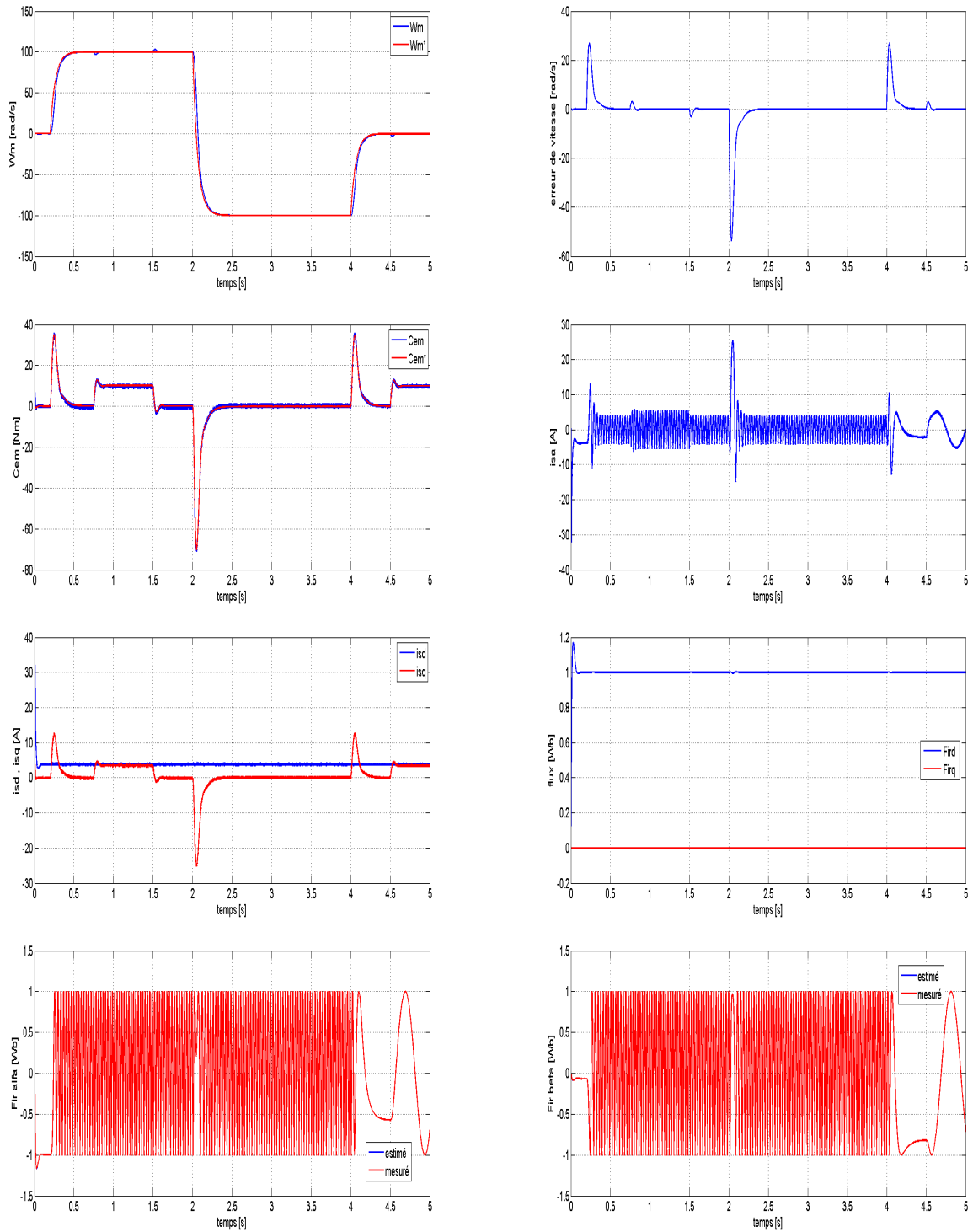


FIGURE 4.6 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge

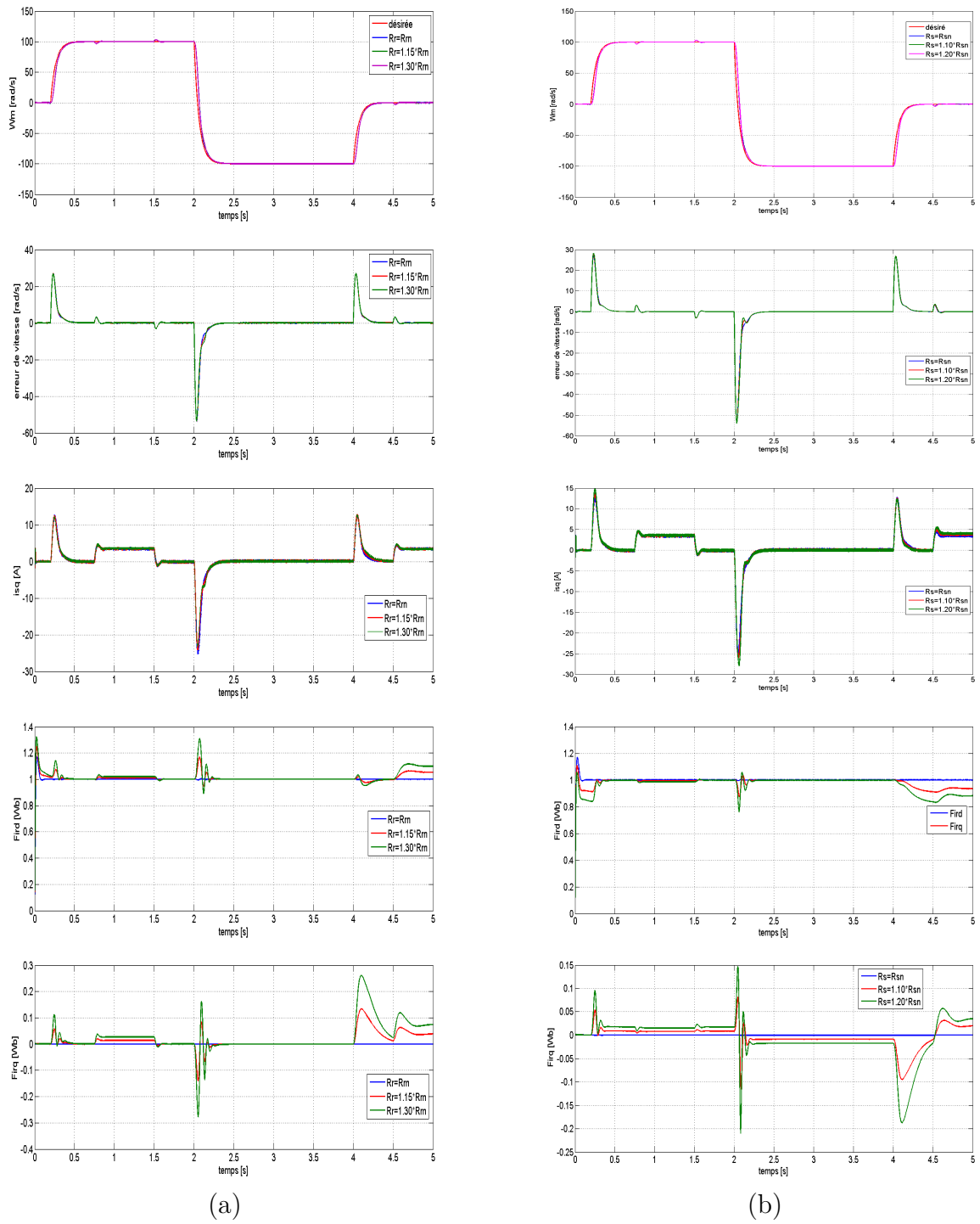


FIGURE 4.7 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application, suppression d’un couple de charge, avec variation de la (a)résistance rotorique (b)résistance statorique

Etape2 :

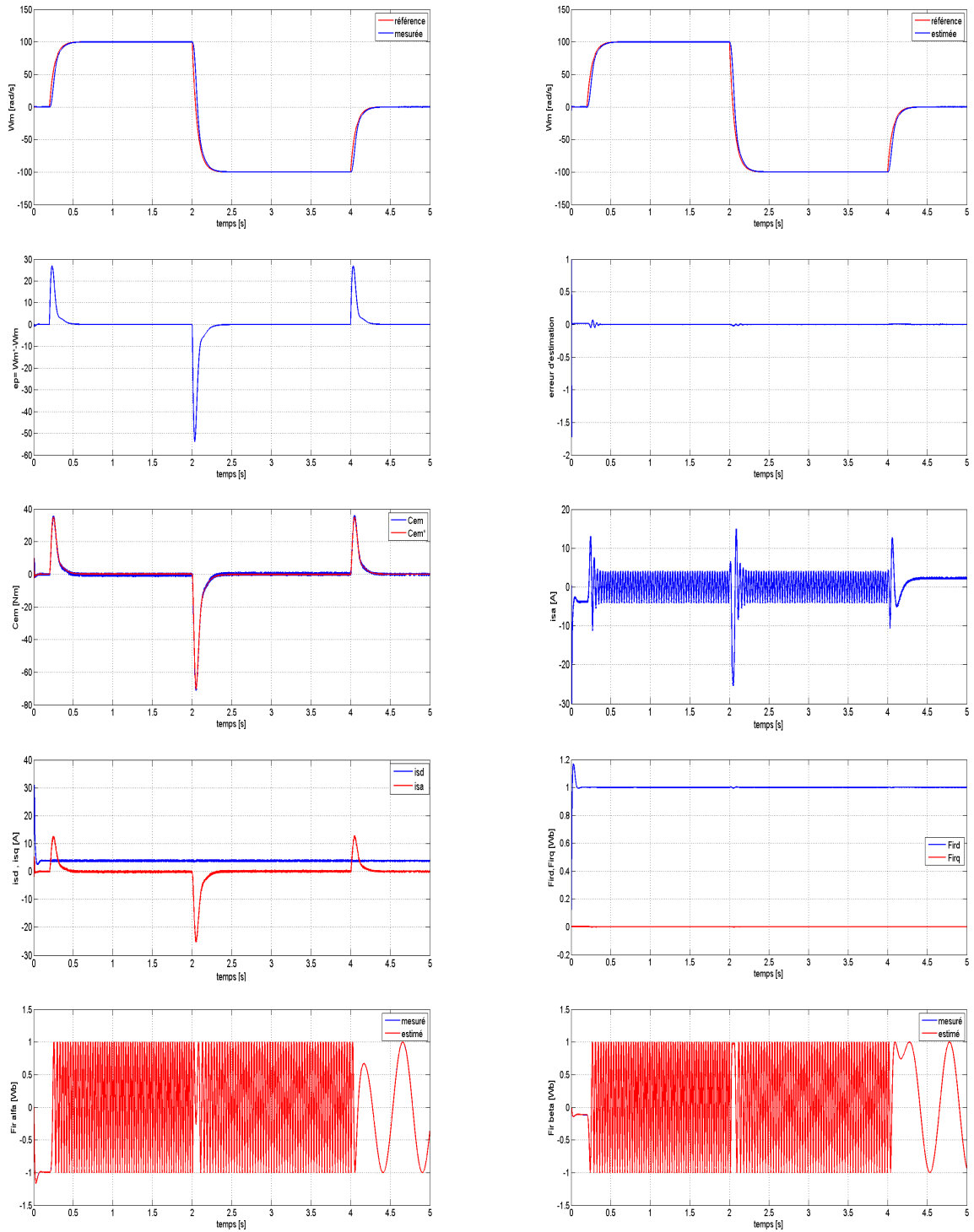


FIGURE 4.8 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d’une inversion du sens de rotation

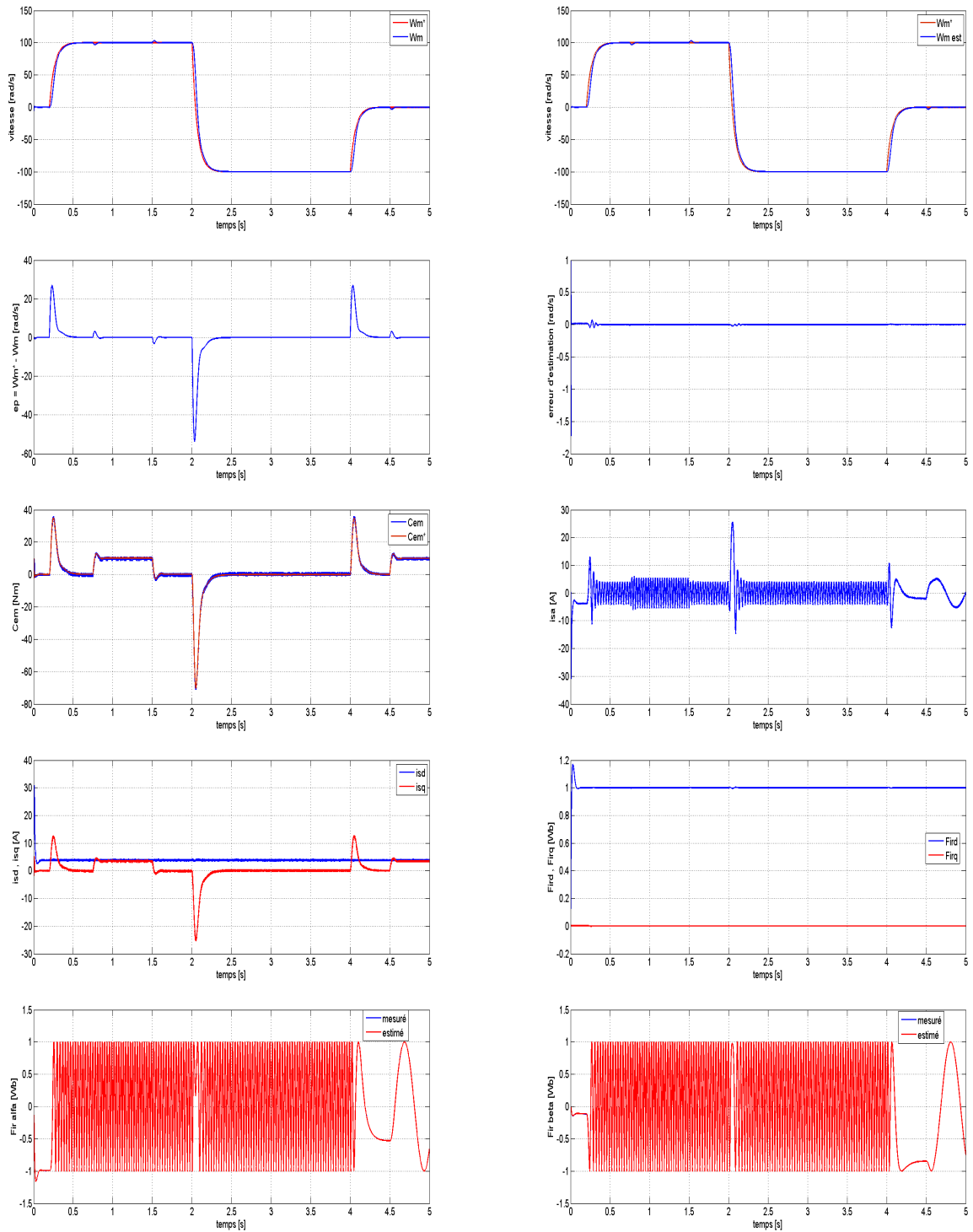


FIGURE 4.9 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge



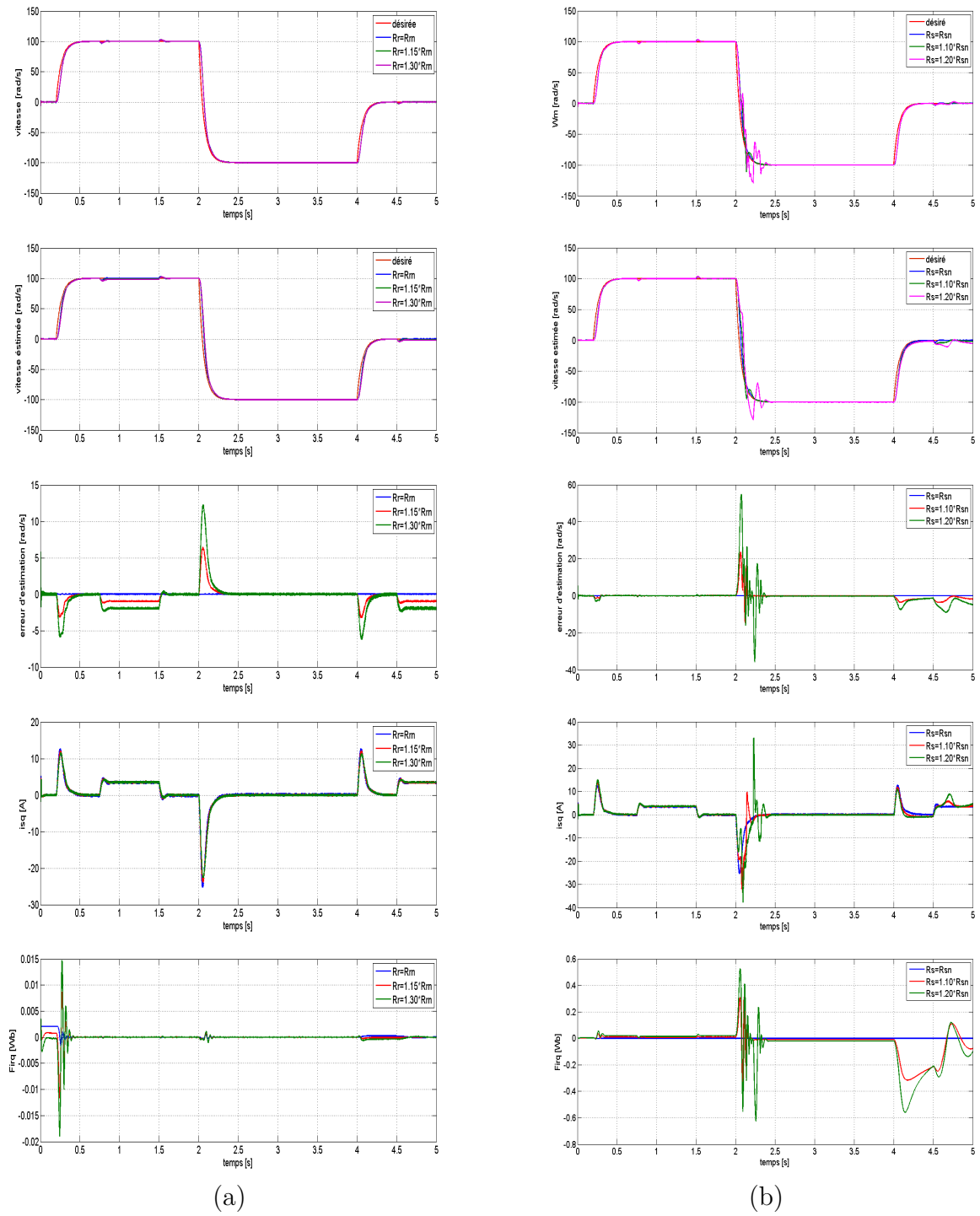


FIGURE 4.10 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application, suppression d’un couple de charge, avec variation de la (a)résistance rotorique (b)résistance statorique

Etape3 :

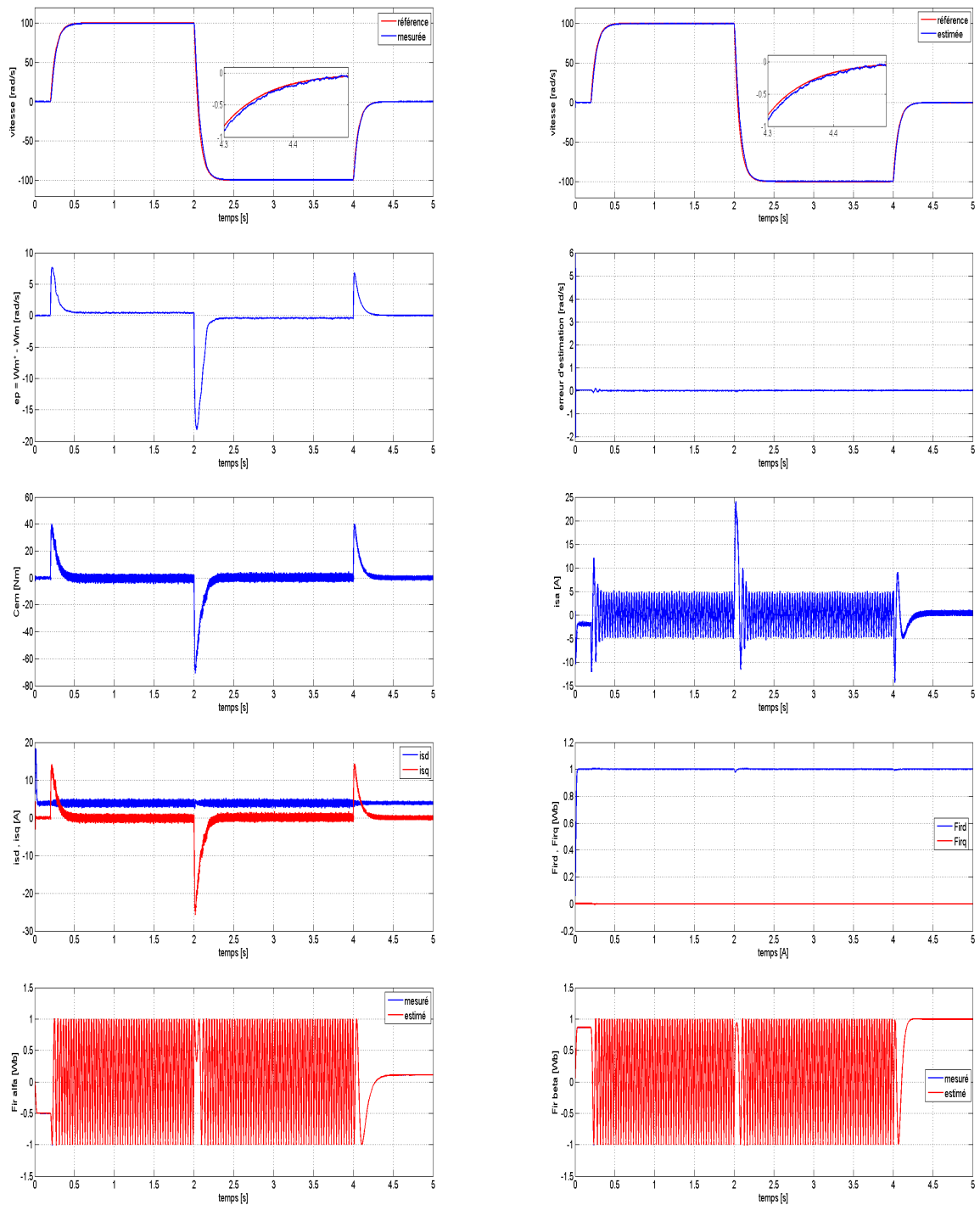


FIGURE 4.11 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse, suivi d’une inversion du sens de rotation

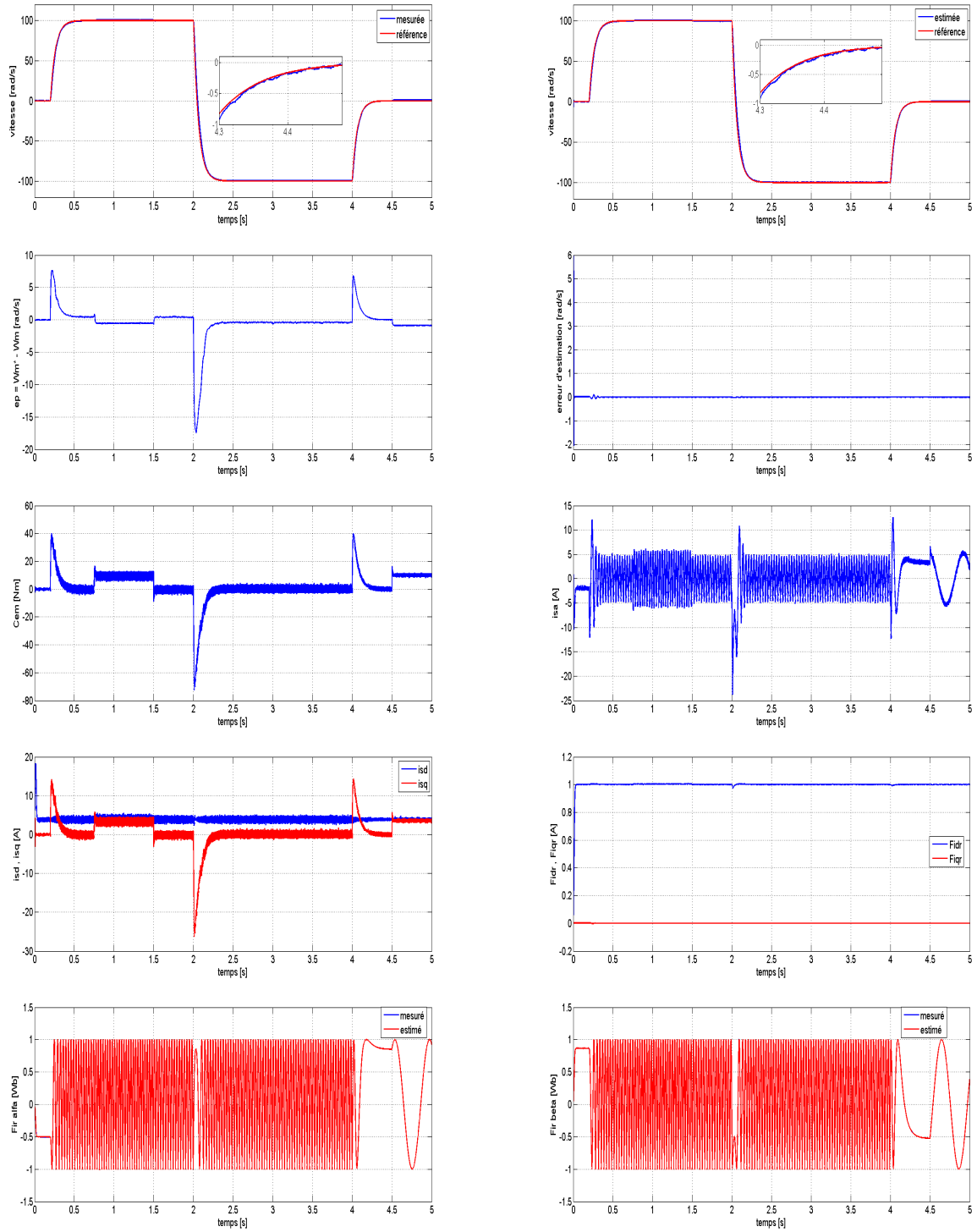


FIGURE 4.12 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application et suppression d’un couple de charge

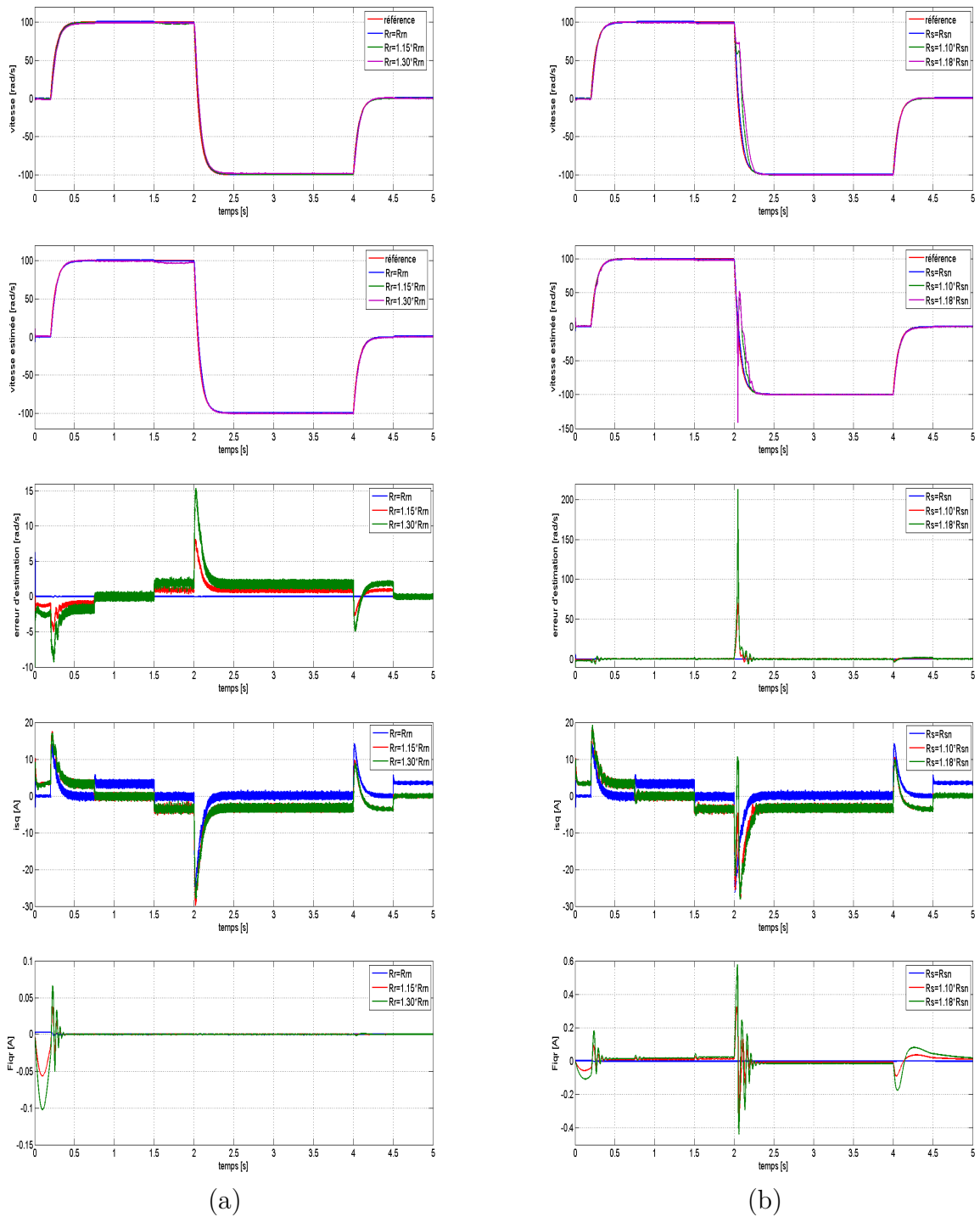


FIGURE 4.13 – Réponse du procédé à un échelon de vitesse suivi d’une inversion du sens de rotation avec application, suppression d’un couple de charge, avec variation de la (a)résistance rotorique (b)résistance statorique

## 4.7.2 Interprétation des résultats

### Figures 4.5, 4.6 et 4.7

D'après les résultats, on constate qu'au régime permanent le comportement statique et dynamique ne change pas. En régime transitoire, lors du démarrage, inversion du sens de rotation et application d'un couple de charge, on constate l'apparition d'erreur acceptable sur la vitesse et sur le couple électromagnétique. On remarque aussi pendant ce régime que le découplage disparaît lors de la variation de la résistance rotorique.

La variation de la résistance statorique influe sur le découplage des deux axes  $d$  et  $q$  pendant les deux régimes (permanent et transitoire).

### Figures 4.8, 4.9 et 4.10

Les résultats obtenus montrent que la vitesse estimée suit parfaitement la vitesse réelle sauf aux régimes transitoires (lors de la variation de cette dernière ou l'application d'un couple de charge) où l'erreur entre les deux vitesses est remarquable. Le découplage entre les deux axes  $d$  et  $q$  persiste sauf lors des variations de la résistance statorique et rotorique. On constate que la CVD est robuste vis-à-vis la variation importante de la vitesse, du fait que l'estimation du flux et de la vitesse est faite d'une façon adéquate et que les erreurs d'estimation sont acceptables.

### Figures 4.11, 4.12 et 4.13

Les résultats de simulations montrent des oscillations au niveau de la vitesse, du couple électromagnétique et des deux erreurs (estimation, poursuite). On peut dire que l'estimation n'est plus parfaitement correcte. Le découplage entre les deux axes  $d$  et  $q$  persiste lors de la variation de la résistance rotorique, mais par contre lors de la variation de la résistance statorique ce dernier n'est plus conservé et notre système n'est plus observable car tous les paramètres sont influencés.

La variation de la résistance statorique influe sur les deux commandes CVD et SVC mais pour la SVC rien qu'en basse vitesse. Le temps de réponse pour la CVD est remarquable face à celui de la SVC.

L'introduction d'un observateur offre de meilleurs résultats qu'avec un capteur mécanique lors des variations de la résistance rotoriques. Cependant, le système n'est plus observable en basse vitesse.

## 4.8 Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût, bruit et difficulté de placement ce capteur mécanique lors la mesure de vitesse, et cela en remplaçant ce capteur avec un observateur, qui est un outil nécessaire, le but est de réduire ces inconvénients.

Dans ce chapitre, on a considéré dans un premier lieu seulement les quatre équations du modèle de la MAS, un observateur non-linéaire pour l'estimation du flux est synthétisé. Ensuite, on a utilisé une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en utilisant une loi de Lyapunov.

Les résultats de simulation montrent une amélioration de la commande vectorielle directe et la commande par mode de glissement par l'introduction d'un algorithme d'estimation robuste vis-à-vis les perturbations externes. Ce qui permet d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit.

# CONCLUSION GENERALE

Le travail dans le cadre de ce mémoire, a permis d'élaborer la conception des observateurs non-linéaire de type Luenberger du flux rotorique, et de la vitesse de rotation de la machine. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées. Dans le chapitre un, on a présenté la modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application et de la suppression de la charge, ainsi que l'inversion du sens de rotation. Le chapitre deux, expose la commande vectorielle directe de la machine à induction dont le principe consiste à avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu. Pour ce faire, une orientation du flux rotorique selon l'axe direct est réalisée. Les résultats de simulation obtenus assurent ce principe avec une bonne amélioration des réponses présentant une bonne poursuite vers les valeurs de références. Dans le chapitre trois, on a abordé la commande par mode glissant, cette dernière basée tout en garantissant la robustesse de la commande. Afin de remédier au problème de broutement (chattering), la stabilité est étudiée par la technique de LYAPUNOV. Les résultats de simulation obtenus assurent une parfaite poursuite de la consigne, une erreur statique pratiquement nulle en régime permanent, le rejet de la perturbation est assuré, mais avec une insensibilité aux variations paramétriques de la machine asynchrone.

Le chapitre quatre, expose une étude théorique concernant les observateurs, suivi par la construction d'un observateur de flux rotorique de type Luenberger avec les résultats de simulation dans le cas du fonctionnement nominal, et avec les tests qui indiquent la robustesse de l'observateur et donnant des résultats parfaitement suffisants, on a réussi à proposer un observateur fidèle au système, et pour prouver ces résultats, nous avons effectué plusieurs tests vis-à-vis des variations des résistances rotorique et statorique, et des variations de la vitesse. L'erreur d'estimation de valeur négligeable montre l'efficacité et la robustesse des observateurs.

Par la suite, on a réussi de développer un observateur adaptatif pour les deux commande CVD et SVC, avec une erreur d'estimation presque négligeable et de robustesse parfaitement bonne.

Nous avons essayé au cours de ce travail de trouver une solution robuste à l'estimation du

flux rotorique et de la vitesse. Nous avons réussi à atteindre notre but.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- L'étude de la CVD et de la SVC basée sur un observateur adaptatif des résistances statorique et rotorique.
- L'estimation de la vitesse avec application des régulateurs par mode glissant ou d'intelligence artificielle au lieu des régulateurs classiques afin d'obtenir des améliorations notables.



# BIBLIOGRAPHIE

[**Ano 59**] : D.V. Anosov, "On stability of Equilibrium Points of Relay Systems", Automation and Remote Control, Vol. 2, pp. 135-149, 1959.

[**BAG 04**] : L.Baghli " Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone "- IUFM de Lorraine - UHP 2004.

[**BAG 99**] : L. Baghli " Contribution à la Commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de Neurones et des Algorithmes génétique " thèse de doctorat en génie électrique, université Henri poinearé Nancy -1 .1999.

[**BAK 06**] : Bakhti Ibtissam " Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine a induction ", Université de M'sila 2006.

[**BAK 09**] : L.BAKHOUCHE, "Commande par linéarisation entrée-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone", Université Ferhat Abbas Sétif, 28/04/2009.

[**Ban 09**] : B. Bandyopadhyay, F. Deepak, K-S. Kim, "Sliding Mode Control using Novel Sliding Surfaces", Springer-Verlag Berlin and Heidelberg, September 2009.

[**BAZ 09**] : SMAÏL BAZI, " Contribution a la commande robuste d'une machine asynchrone par la technique PSO " particles warm optimisation ", mémoire Magister, Université De Batna, 2009.

[**BEN 05**] : T.BENMILOUD, "Techniques de modélisation et commande neuro-floue adaptative (ANFIS)", mémoire en vue de l'obtention du diplôme de Magister, Université des sciences et de la technologie Oran, Faculté de génie électrique, Département d'électrotechnique, soutenue en 2005.

[**BOS 01**] : B.K.BOSE, "Modern power electronics and AC drives", Condra Chair Of excellence in Power Electronics, University Of Tennessee, Knoxville, US Of America,2001.

[**BOU 09**] : BOUZIDE ALLAL.M Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielles Ecole normales supérieures d'enseignement Technique -ORAN- 2009.

[**BOU 11**] : M.BOUHASSOUNE, " Etude comparative des différentes approches MRAS pour la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé", Université de Tlemcen, 23/10/2011.

[**BUC 01**] : G.BUCHE, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB, SIMULINK ", mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur CNAM, Conservatoire national des arts et métiers, Centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), soutenue le 07-03-2001.

[**Buh 86**] : H. Buhler, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première Edition, Lausanne, Suisse, 1986.

[**CAN 00**] : C.Canudas de Wit," Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs." Edition Hermes Science Europe 2000.

[**CAR 05**] : C.E.DE CARVALHO, "MRAS techniques applied to induction-motor speed estimation : a comparative analysis based on a lab view platform", Universidad E Federal De Goias Escola De Engenharia Elétrica Et De Computa Cao Parca Universitaria, S/N, Setor Universitario 74605-220, Goiania, Brazil, 2005.

[**CAR 95**] : J.P.CARON et J.P. HAUTIER " Modélisation et commande de la machine asynchrone " Editions Technip, Paris [1995].

[**CHA 05**] : S. CHAOUCH - 'Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse' thèse de doctorat en science en électrotechnique -université de Batna 2005.

[**CHE 01**] : H.CHENNOUFI "Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant" Thèse d'ingénieur en électrotechnique, université de Batna 2001.

[**DER 02**] : : A. Derdiyok, M. K. Güven, H.ur. Rehman, N. Inanc, L. Xu, "Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine," IEEE Trans. Indus. Electron, vol. 49, no. 5, pp. 1177-1182, Oct 2002.

[**DJO 04**] : H.DJOUDI "Elaboration d'un contrôleur de traction par mode glissant" 2004.

[**Edw 06**] : C. Edwards, E.F. Colet, L.M. Fridman, "Advances in Variable Structure and Sliding Mode Control", Springer-Verlag Berlin and Heidelberg, May 2006.

[**Eme 63**] : S.V. Emel'yanov, "On Peculiarities of Variables Structure Control Systems with discontinuous Switching Functions", Doklady ANSSR, Vol. 153, pp. 776-778, 1963.

[**Eme 67**] : S.V. Emel'yanov, "Variable Structure Control Systems", Moscow, Nouka, 1967.

[**FOD 08**] :M.FODIL, "Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone", Université de M'sila, 2008.

[**GOU 04**] : R.GOURI, magister en physique énergétique, "Commande par mode flou glissant et par backstepping de la machine asynchrone", octobre 2004.

[**GRE 97**] : G. Grellet and G. Clerc, "Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande" Edition Eyrolles, Paris 1997.

[**HAM 03**] : M.HAMATA OMAR "Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation" Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.

[**HAN 06**] : T. Hanane " Robustesse de commande vectorielle de structure minimale d'unemachine" Thèse de magistère, Batna 2006.

[**KAM 04**] : C.KAMEL "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone", Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila 2004.

[**KHE 07**] : AISSA KHELDOUN, " Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode a flux orienté ", thèse Doctorat, Université de Boumerdès, 2007.

[**MAT 06**] : MATI ABDERRAHMANE - " Commande Sans Capteur De Vitesse D'une Machine A Induction " - Université de M'sila 2006.

[**MEC 08**] : A. MECHERNENE, " Commande neuro-floue adaptative pour la régulation de vitesse d'un moteur asynchrone ", mémoire de Magister, 28/04/2008.

[**MIL 06**] : ABDALLAH MILOUDI, " Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone ", mémoire Doctorat, Université de la Science et Technologie, Oran, 2006.

[**MIL 07**] : A.MILOUDI, E.AL-RADADI, "A simple hysteresis PI based neural controller used for speed control of an indirect field oriented induction machine drive", Journal of electrical engineering, Vol.58, N°1, PP.10-18, 2007.

[**MOR 05**] : F.Morand, " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. " Thèse de doctorat ?cole doctorale de Lyon, 07 janvier 2005.

[**QUA 08**] : N.P QUANG, " Vector control of three-phase ac machine ", Edition Springer, 2008.

[**REZ 09**] : S.REZGUI, magister électrotechnique, " commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel application à la machine asynchrone : commande vectorielle sans capteurs mécaniques SVPWM, mode glissant, MRAS", Université Mentouri de Constantine, 2009.

[**SED 12**] : Reda SEDDIK, " Conception de lois de commandes hybrides pour un moteur asynchrone triphasé basées sur l'approche par la logique floue et le contrôle par mode glissant " - 01 octobre 2012-Abou bakr belkaid-Tlemcen.

[**TAM 00**] : H.TAMRBED et T.AZAROB "Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone" Thèse d'ingénieur, Annaba, juin 2000.

[**Utk 77**] : V.I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, No. 2, pp. 212-222, 1977.

[**Utk 93**] : V.I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, Issue 1, pp. 23-36, February 1993.

[**YOB 07**] : Lamia YOUB, A. CR ?CIUNESCU, Etude comparative entre la commande vectorielle a flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone, U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 69, No. 2, 2007.

[**YOS 08**] : T. Yoshimura, "Adaptive Sliding Mode Control for a Class of Non-Linear Discrete-Time Systems with Mismatched Time-Varying Uncertainty", International Journal of Modelling, Identification and Control, Vol. 4, No. 3, pp. 250-259, 2008.

[**YOU 07**] : YOUSSEF AGREBI, "Rotor speed estimation for indirect stator flux oriented induction motor drive based on MRAS scheme", J. Electrical Systems P 131-143, 2007.



# ANNEXE

## Annexe A

- Paramètres du moteur asynchrone utilisé

$U_N = 220/380$	Tension nominale	Volts
$P_N = 1.5$	Puissance nominale	kW
$f = 50$	Fréquence nominale	Hertz
$p = 2$	Nombre de paires de pôle	
$n_N = 1420$	Vitesse nominale	tr/min
$R_s = 4.85$	Résistance statorique	$\Omega$
$R_r = 3.805$	Résistance rotorique	$\Omega$
$L_s = 0.274$	Inductance de stator	Henry
$L_r = 0.274$	Inductance de rotor	Henry
$J = 0.031$	Moment d'inertie de la machine	kg.m <sup>2</sup>
$f_v = 0.00334$	Frottement visqueux	N.s/rad
$M_{sr} = 0.258$	Mutuelle inductance (stator-rotor)	Henry
$sig = 1 - (M_{sr}^2 / (L_s * L_r))$	Coefficient de dispersion	
$T_r = L_r / R_r$	Constante de temps rotorique	
$T_s = L_s / R_s$	Constante de temps statorique	

TABLE 1 – Paramètres du moteur asynchrone utilisé

- Réglage de l'onduleur de tension

Tension continue :  $U_{CC} = 420Volts$  ;

Indice de modulation :  $m = 48$  ;

coefficient de réglage :  $r = 0.85$

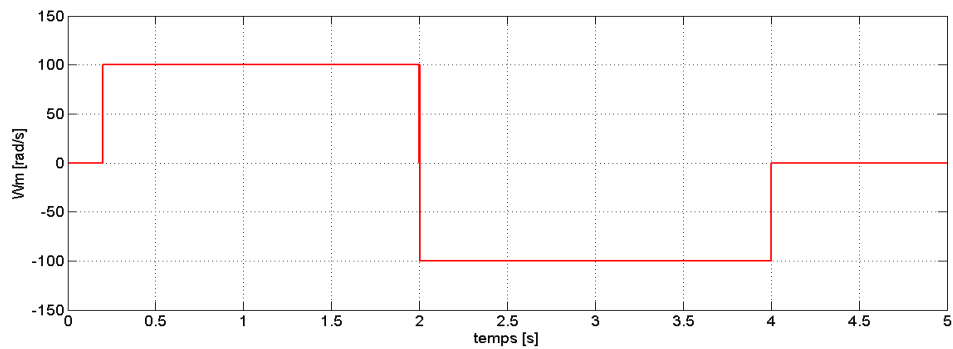
- **Conditions de simulations**

Les différentes simulations ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB/ SIMULINK. Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

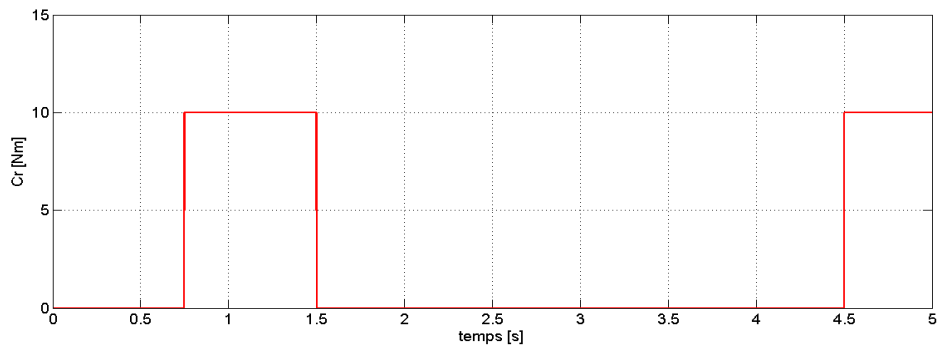
Type : Fixed-step	
Ode4 (Runge_Kuttaordre4)	
Fixed-step Size ( fundamental sample time)	0.0001
Tasking mode for periodic sample time	auto

TABLE 2 – Conditions de simulation

- **Profils des consignes de vitesse et des couples de charge**



(a)



(b)

FIGURE 14 – Profils des consignes (a) de vitesse (b) du couple de charge

## Annexe B

- Modèles Simulink construit pour les différentes simulations

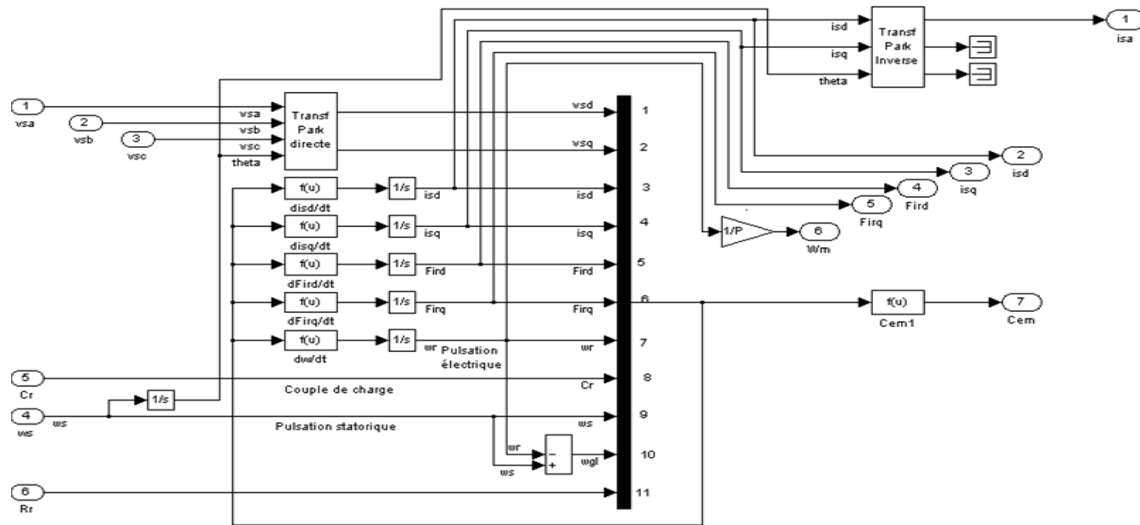


FIGURE 15 – Modèle du moteur asynchrone triphasé

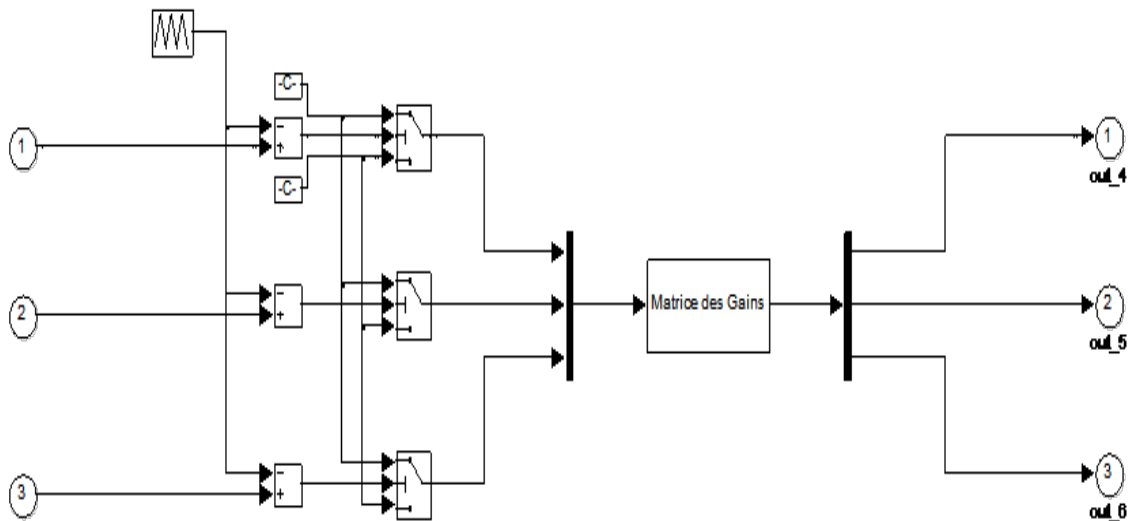


FIGURE 16 – Modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec commande MLI sinus-triangle





## Resumé

La commande vectorielle ainsi que la commande par mode glissant de la machine asynchrone offrent la possibilité d'atteindre de hautes performances en régime transitoire ou statique. Cela dépend d'une part, de l'estimation de la valeur du flux dans la machine, et d'autre part de l'estimation de la vitesse de rotation afin d'éliminer les inconvénients du capteur mécanique.

L'idée principale de ce sujet est la mise en oeuvre d'un observateur non-linéaire de Luenberger pour préserver les hautes performances des deux commandes. Il s'agit de concevoir un observateur de flux rotorique en premier temps, en lui insérant par la suite un mécanisme d'adaptation pour estimer la vitesse, afin de réaliser une commande sans capteur mécanique de vitesse qui présente beaucoup d'avantages. Elle éliminerait le câble du capteur, prévoit une diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins complexe et moins coûteux.

**Mots-clés :** Commande sans capteur de vitesse, Commande Vectorielle, Commande par mode glissant, Estimation, Machine asynchrone, Observateur non-linéaire, Observateur de flux, Mécanisme d'adaptation.

---

## Abstract

The vector control and sliding mode control of the asynchronous machine offer the possibility to achieving high performance in transient or static mode. It depends on the one hand, to estimating the value of the flux in the machine, and secondly to estimating the speed of rotation to eliminate the disadvantages of the mechanical sensor.

The main idea of this subject is the implementation of a non-linear observer of Luenberger to maintain high performance of the two commands. It is to design a rotor flux observer first time, inserting him thereafter an adaptation mechanism, in order to achieve a control without a mechanical speed sensor which has many advantages. It eliminates the sensor cable provides reduced noise ,increased reliability and makes the system less complex and less expensive.

**Keywords :** vector control, sliding mode control, asynchronous machine, estimating, mechanical sensor, non-linear observer of Luenberger, adaptation mechanism.